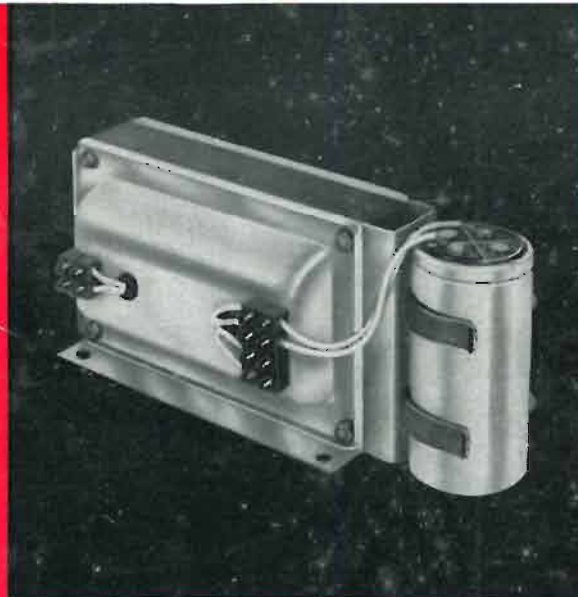
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXXI - Dicembre 1959

NUMERO 12

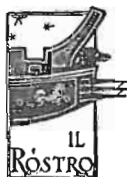
LIRE 350

DICEMBRE 1959 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica «**l'antenna**» si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Disorientamento nel campo delle UHF

La prima fase preparatoria del nuovo assetto di produzione industriale in conseguenza del prossimo avvento del 2° programma TV, ha rivelato la netta disuniformità di indirizzi.

Di questa critica situazione se ne è accorto immediatamente il pubblico che ha visto apparire sulla stampa quotidiana numerosi comunicati di costruttori di televisori sovente in netto contrasto d'opinioni.

C'è chi dice: acquistate un televisore già pronto per la ricezione del secondo programma.

Un'altro suggerisce: non è necessario che il televisore che acquistate sia già pronto per la ricezione del 2° programma, purchè esso sia predisposto per ricevere un organo aggiuntivo quando il secondo programma andrà in onda regolarmente.

Insinua un terzo: non preoccupatevi che il televisore sia o meno in grado di ricevere il secondo programma, particolarmente se abitate in un edificio con antenna centralizzata: una opportuna modifica ad integrazione dell'impianto d'antenna vi metterà in grado di risolvere brillantemente il problema usando televisori normalissimi.

Se a questa preoccupante disparità di indirizzi si aggiungono i vari comunicati che la RAI ha diffuso in questi ultimi tempi nei rispetti del secondo programma, non sempre (o volutamente) chiari circa le date d'inizio delle trasmissioni sperimentali, poi seguite a distanza da quelle regolari, è facile intuire quale disorientamento si vada delineando nel pubblico, con grave evidente danno in campo commerciale.

Una parola franca ed autorevole, libera da opportunistici legami commerciali, sarà perciò quanto mai necessaria in questo frangente.

Dobbiamo anzitutto riconoscere che dei tre diversi indirizzi sopracitati nessuno è fondamentalmente errato.

Si tratta pertanto di discriminare con razionalità le varie soluzioni che si presentano, anche in considerazione delle date di effettivo inizio del secondo programma.

Ovviamente non tutti i telespettatori si trovano nelle stesse condizioni nei riguardi della ricezione TV.

Quasi tutti gli edifici cittadini di recente costruzione sono provvisti di un impianto di antenna centralizzato: chi si trova in queste condizioni, non ha alcun bisogno di provvedersi di un televisore atto a ricevere le U.H.F., inquantochè la necessaria conversione UHF-VHF verrà effettuata in sede comune dai dispositivi elettronici dell'impianto centralizzato.

Ben inteso tale sistemazione centralizzata deve essere effettuata con rigorosi criteri tecnici adottando tra l'altro convertitori di tipo speciale stabilizzati a quarzo.

Per chi non si trova in queste condizioni, rimane il dilemma di provvedersi sin d'ora del televisore già attrezzato per la ricezione delle U.H.F., ovvero di rimandare l'adattamento per tale ricezione all'inizio delle trasmsisioni sperimentali o regolari del secondo programma.

Sarà quindi unicamente un criterio economico che potrà suggerire la scelta del televisore già pronto o facilmente adattabile in un secondo tempo alle ricezioni in U.H.F.

Non bisogna comunque dimenticare che in tal caso per ricevere le U.H.F. del secondo programma, oltre al televisore atto a tale ricezione sarà necessario installare una seconda antenna esterna con una speciale linea di discesa

(il testo segue a pag. 572)

dott. ing. Antonio Nicolich

Gli amplificatori d'impulsi ad alta fedeltà

Le applicazioni della tecnica degli impulsi sono oggi numerose e formano il fondamento di nuovi tipi di apparecchiature di comunicazione e di ricerche fisiche di vastissima portata, basti ricordare la televisione, il radar, la modulazione per durata di impulso, il facsimile, i radiocomandi ecc.

(parte prima di due parti)

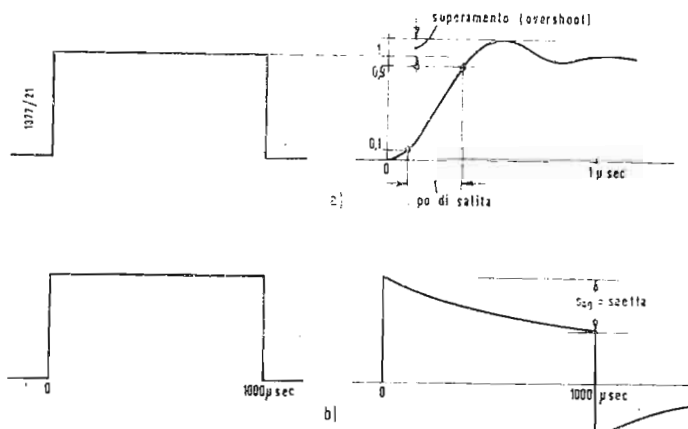



Fig. 1 - Riproduzione di un'onda rettangolare; *a*) riproduzione del fronte iniziale di salita; *b*) riproduzione delle sommità piane.

GLI IMPULSI COME GENERATI dagli oscillatori di rilassamento sono in genere troppo piccoli per essere direttamente applicati; necessitano quindi di un'amplificazione siano essi diretti, o *modulanti* una frequenza portante. In questo articolo ci occuperemo solo dell'amplificazione di impulsi diretti ad alta fedelta, tale cioè che conservi il più possibile la forma dell'impulso applicato all'entrata dell'amplificatore.

0. - GENERALITA'

L'argomento principale sarà la risposta nel tempo degli amplificatori, cioè la ricerca dell'aspetto della forma d'onda di uscita in funzione del tempo per un segnale impulsivo appropriato applicato all'ingresso.
Infatti ciò che interessa al tecnico, che impiega amplificatori di impulsi è in realtà solo la risposta in funzione del tempo, mentre le usuali curve di ampiezza e fase in funzione della frequenza sono puramente complementari e si ritengono qui di secondaria importanza.

Gli impulsi più comunemente usati hanno forme diverse: rettangoli, triangoli, denti di sega, onde a gradino ecc., in un amplificatore lineare la risposta a ciascuno di essi determina completamente la risposta a tutti gli altri impulsi.
Prendere in esame tutte le forme d'onda suddette sarebbe troppo lungo, perciò limiteremo lo studio all'onda rettangolare, studieremo cioè il comportamento degli amplificatori sotto l'azione di impulsi rettangolari. Questi si possono considerare risultanti dalla somma di una funzione a gradino (unità di Heaviside) positivo e di una funzione ritardata a gradino negativo; perciò la sua riproduzione con un amplificatore lineare è la somma di un'unità positiva il Heaviside e di un'unità ritardata negativa di Heaviside. La riproduzione della funzione a gradino può essere scomposta in due parti: 1) la riproduzione del fronte di salita e del fronte di discesa e 2) la riproduzione della sommità pianeggiante. Consideriamoli separatamente.

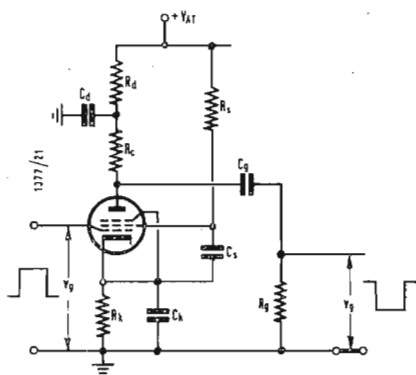



Fig. 2 - Stadio amplificatore a pentodo.

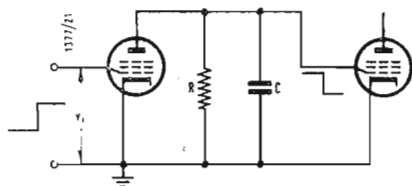



Fig. 3 - Schema semplificato di amplificatore di impulsi con accoppiamento *RC*.

1. 1. - Fronte di salita dell'impulso; tempo di salita e superamento (overshoot)

Il fronte iniziale saliente di un'onda rettangolare si identifica con la funzione a gradino. Le caratteristiche più importanti della sua riproduzione sono il tempo di salita (generalmente computato in corrispondenza del 10 e del 90% dell'altezza originaria) e il « superamento, o overshoot » (v. fig. 1. *a.*) Se l'amplificatore è lineare e la durata dell'impulso è grande rispetto al tempo di salita (in fig. 1. *a.* la durata dell'impulso è di 1 msec, mentre il tempo di salita è una frazione di 1 μsec), la riproduzione del fronte finale discendente è l'immagine speculare, rispetto al piano verticale perpendicolare al foglio, del fronte di salita. La riproduzione della parte centrale piana dell'onda rettangolare è rappresentata in fig. 1.*b*, in cui si nota l'abbassamento, o saetta, o sagitta (= sag); se l'amplificatore è lineare il superamento negativo che segue l'impulso, ha ampiezza uguale alla saetta sag.

Una terza caratteristica deve essere tenuta presente: la durata delle oscillazioni del superamento, per la quale le ampiezze delle ondulazioni non sono trascurabili. Tutto sta a minimizzare queste tre parametri: tempo di salita, superamento, durata delle oscillazioni del superamento.

1. 2. - Accoppiamento a resistenza e capacità (RC)

Lo schema fondamentale di uno stadio amplificatore a pentodo di impulsi è indicato in fig. 2. Per questi amplificatori si può usare un pentodo o un tetrodo, ma non i triodi che sono da scartare per le loro grosse capacità interelettrodiche.

Per la riproduzione del fronte saliente sono di interesse la R_c di carico e la capacità C totale in parallelo esistente fra gli stadi e risultante dalla somma della capacità di uscita del primo tubo' più la capacità di ingresso del 2° tubo' più la capacità distribuita dovuta al cablaggio e alla masse di notevole superficie (condensatori a carta ecc.). In tal caso basta considerare il circuito semplificato di fig. 3. Una funzione a gradino applicata alla griglia del tubo provoca un impulso a gradino di corrente applicato all'arco doppio *RC*. La desiderata risposta dell'amplificatore è la tensione che in conseguenza si localizza ai capi della combinazione *RC*. Se la resistenza di carico R è piccola rispetto alla resistenza interna anodica del tubo (ciò di verifica sempre coi pentodi) il guadagno in tensione dello stadio è dato da:

$$G = G_m R \qquad (1)$$

in cui G_m è la conduttanza mutua del tubo.

La fig. 4 dà in funzione del tempo, computato in unità di costanti di tempo *RC*, la risposta all'onda a gradino, di un amplificatore ad accoppiamento a resistenza e capacità. Il parametro della famiglia di curve di fig. 4 è il numero n degli stadi di amplificazione. Si vede che per $n = 1$ (1 solo stadio) la risposta alla funzione a gradino è una curva esponenziale, da overshoot, e che il tempo di salita (ascissa del punto di ordinata 0,9) è 2,2 *RC*, cioè: tempo di salita

$$\tau = 2{,}2\ RC \qquad (2)$$

Dividendo la (1) per la (2), si ha:

$$\frac{G}{\tau} = \frac{G_m}{2{,}2\ C} \qquad (3)$$

la (3) rappresenta una figura di merito per il tubo amplificatore. Il tubo 6AK5 ha un rapporto $G/\tau = 200$ μsec circa, assumendo $G_m = 5$ mS e $C = 11{,}5$ pF. Perciò, con accoppiamento a resistenza e capacità fra due 6AK5, si può ottenere un'amplificazione di 10 con $\tau = 0{,}05$μsec, oppure

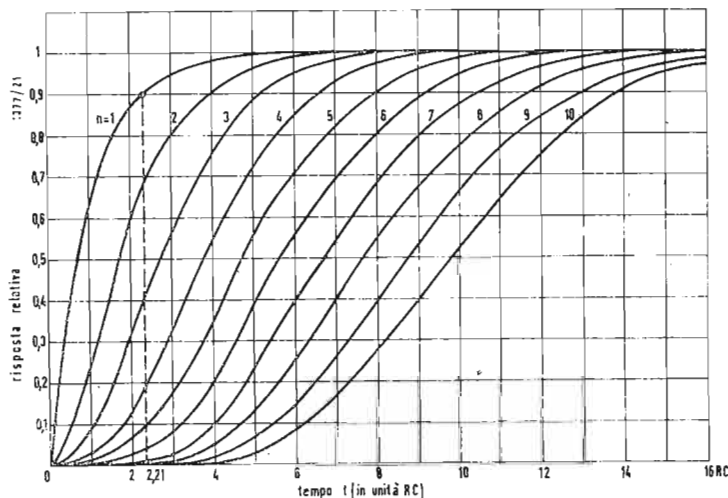



Fig. 4 - Risposta a una corrente a gradino di un amplificatore *RC* a *n* stadi.

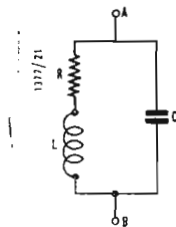



Fig. 5 - Circuito di compensazione in derivazione.

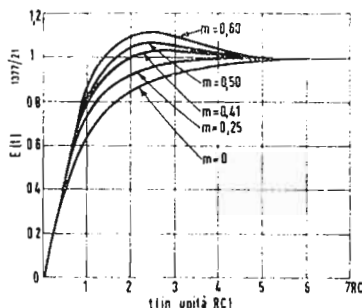



Fig. 6 - Risposta del circuito a compensazione in parallelo di fig. 5, alla funzione a gradino di corrente.

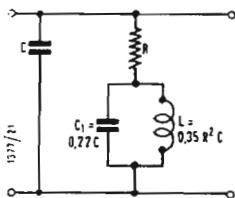



Fig. 7 - Circuito a due terminali lineare in fase.

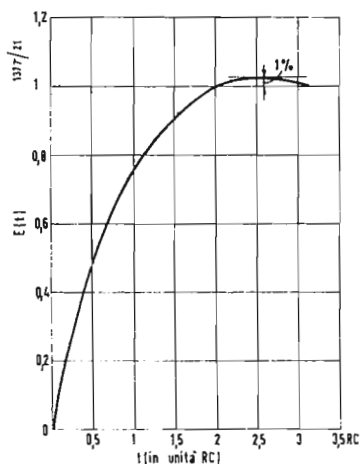



Fig. 8 - Risposta alla funzione a gradino di corrente di un circuito a due terminali lineare in fase.

un'amplificazione di 2 con $\tau = 10^{-8}$ sec, infatti $G = 200\,\tau = 200 \times 5{,}10^{-2} = 10$ nel primo caso, e $G = 200 \cdot 10^{-2} = 2$ nel secondo caso. Quando sia necessario, senza preoccuparsi della durata della vita del tubo, è possibile aumentare il rapporto $\frac{G_m}{\tau}$ a 280 per il tubo 6AK5, diminuendo il negativo di griglia ed aumentando in corrispondenza G_m.

1. 3. - Compensazione in derivazione

È noto che si può migliorare la figura di merito (3) adottando circuiti di compensazione più complessi del semplice accoppiamento RC. Così la fig. 5 rappresenta il circuito di compensazione in parallelo, facente uso di un'induttanza L detta di punta (perchè provoca un massimo di guadagno in corrispondenza alla sua frequenza di risonanza); per esso il parametro di interesse è la quantità $m = L/R^2C$. In fig. 6 è riprodotta una famiglia di curve rappresentative delle risposte $E(t)$ alla funzione a gradino, avente come parametro la grandezza m. Si vede che per $m \leq 0{,}25$ non si ha overshoot.

La tabella I seguente riassume le caratteristiche di velocità relativa di salita rispetto al circuito RC semplice, e di superamento in %, per il circuito di fig. 5, in funzione di m.

per ottenere un miglioramento della risposta al fronte ripido. Vi è però un altro circuito a due terminali che deve essere ricordato; esso è rappresentato in fig. 7 ed è noto come circuito a regime permanente. La sua risposta alla funzione a gradino è indicata in fig. 8 e presenta un overshoot del solo 1%, mentre il rapporto G/τ per esso è uguale a 1,77 rispetto al semplice circuito RC. Questa curva è di poco migliore di quella avente $m = 0{,}41$ in fig. 6, ma anche il circuito di fig. 7 è poco più complicato di quello di fig. 5, anzi il solo elemento aggiunto è la capacità C, in parallelo all'induttanza L, e tale capacità può essere realizzata con opportuno cablaggio con quella distribuita del montaggio, per cui non si richiede nessun componente additivo.

1. 4. - Circuiti di accoppiamento a quattro terminali

Per ottenere un sostanziale miglioramento nella riproduzione dei fronti ripidi si deve ricorrere ai circuiti a quattro terminali, nei quali si separano le capacità intervalvolari fra i circuiti di entrata e di uscita. Un esempio è dato in fig. 9; questo circuito ha una velocità di salita molto buona ed un overshoot estremamente piccolo. I valori normalizzati per le costanti del circuito sono pure indicati in fig. 9, in cui si è posto $R = C_2 = 1$, cioè si sono assunte come unità di misura per le reattanze induttive la R, e per le capacità la C_2. Rispetto al semplice accoppiamento RC, il circuito a 4 terminali presenta un rapporto G/τ 2,48 volte maggiore, con un overshoot di appena l'1%, qualità queste che lo rendono molto interessante. La divisione delle capacità in questo circuito a 4 terminali è fatta col rapporto 0,5. Applicando il teorema di reciprocità si arriva al circuito inverso avente il rapporto di capacità uguale a 2. Per ottenere rapporti diversi da ½ e da 2, si deve fare ricorso ad altri circuiti. Ciò rappresenta una complicazione rispetto ai circuiti a 2 terminali; d'altronde per ottenere il miglioramento di funzionalità coi circuiti a 4 terminali, bisogna sopportare l'inconveniente di adottare configurazioni circuitali diverse al mutare del rapporto tra le capacità. Così il circuito a 4 terminali progettato per il rapporto di capacità 1 : 1 ha la configurazione di fig. 10 e la sua risposta al

Tabella I

m	0	0,250	0,414	0,500	0,600
velocità di salita relativa (riferita al circuito RC)	1,0	1,4	1,7	1,9	2,1
overshoot (%)	0	0	3,1	6,7	11,[illegible]

Da essa si deduce che accoppiando due tubi 6AK5 col circuito di fig. 6, assumendo m = 0,5, si ottiene il rapporto

$$\frac{G}{\tau} = 1{,}9 \times 200 = 380 \ \mu\text{sec},$$

ed è presente un overshoot del 6,7%. Si può concludere che per ridurre il tempo di salita, occorre il sacrificio di far apparire un superamento, crescente assai più rapidamente che la velocità di salita. È chiaro che si debba addivenire ad un compromesso fra velocità di salita ed ampiezza del superamento, compromesso che dipende da vari fattori esterni e precisamente dalle condizioni di impiego. Così un overshoot del 40 o 50% normalmente accettato per servomeccanismi, sarebbe abominevole in televisione dove esso non deve superare il 10% nei casi estremi; ancora; in certi strumenti di misura l'1% può essere già eccessivo.

Col circuito di accoppiamento a compensazione in parallelo di fig. 5 a due terminali non c'è molto altro da fare

Fig. 9 - Circuito di accoppiamento a quattro terminali lineare in fase.

Fig. 10 - Circuito a quattro terminali avente il rapporto di capacità 1/1.

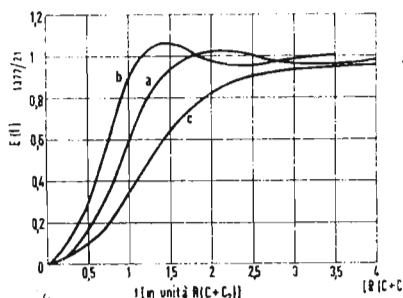



Fig. 11 - Risposta alla funzione a gradino di corrente di un circuito a quattro terminali come in fig. 10; *a*) $C_2 = C$; *b*) $C_2 = 0{,}5\ C$; *c*) $C_2 = 2C$.

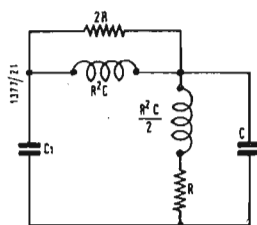



Fig. 12 - Circuito a compensazione mista serie-parallelo.

fronte ripido di corrente è rappresentata dalla curva *a*) di fig. 11; essa presenta un overshoot del 2% ed un aumento del rapporto G/τ di 2,1 volte rispetto al semplice circuito *RC*. Le curve *b*) e *c*) dalla stessa figura mostrano l'effetto del progetto del circuito per rapporto di capacità 1/1 quando il rapporto attuale di capacità è di 2/1 e 1/2 rispettivamente. In fig. 12 è rappresentato il circuito alquanto più semplice noto come circuito a compensazione in serie-parallelo (o mista), che viene largamente usato. La sua risposta alla funzione a gradino è indicata in fig. 13 con la curva *a*): il vantaggio del rapporto G/τ rispetto al semplice circuito *RC*, è qui uguale a 2,06 volte, il superamento è del 3%. La curva *b*) di fig. 13 dimostra l'influenza di una capacità sul lato sinistro uguale alla metà della capacità sul lato destro dello schema. Le curve *b*) delle fig. 11 e 13 sono soddisfacenti per molte applicazioni. I circuiti di fig. 10 e 12 danno una risposta meno buona di quella del circuito di fig. 9, ma quest'ultimo è assai più critico rispetto al rapporto delle capacità.

1. 5. Composizione dei tempi di salita

È interessante studiare come si combinano i tempi di salita di ogni singolo stadio negli amplificatori a molti stadi. Forniamo qui in proposito delle regole, in parte teoriche, in parte pratiche sperimentali, valide per circuiti a sfasamento minimo.

Regola 1. Per un amplificatore, esente da overshoot, costituito da n stadi, il tempo di salita τ risultante è dato dalla radice quadrata della somma dei quadrati dei tempi di salita:

$\tau_1, \tau_2, \ldots \tau_n$ dei singoli stadi:

$$\tau = (\tau_1^2 + \tau_2^2 + \ldots \tau_n^2)^{1/2} \qquad (4)$$

Nel caso particolare di stadi identici per i quali $\tau_1 = \tau_2 = \ldots\tau_n$, la (4) si riduce alla:

$$\tau = \tau_1 \sqrt{n} \qquad (5)$$

Così per un amplificatore a 4 stadi uguali, senza overshoot, aventi ciascuno:

$\tau_1 = 0{,}05\ \mu\text{sec}$,

si ha:

$\tau = 0{,}05\sqrt{4} = 0{,}1\ \mu\text{sec}$.

Questa 1ª regola non è empirica, ma è analiticamente dimostrabile. La (4) è però perfettamente valida al limite per n tendente a infinito; per n piccoli i risultati sono solo approssimati, ma si tratta di approssimazioni molto buone, essendo dell'ordine del 10% anche per un amplificatore a due soli stadi, ossia per $n = 2$. La tabella II illustrata questo fatto per un amplificatore di n stadi accoppiati a resistenza e capacità e di ugual tempo di salita.

I valori della seconda riga della tabella II si ricavano dalla fig. 4 dividendo per 2,2 (tempo di salita per $n = 1$, cioè per un solo stadio) i valori delle differenze delle ascisse competenti per ciascuna curva alle ordinate 0,9 e 0,1 (tale differenza è per definizione il tempo di salita); es.: per $n = 3$, la curva 3 di fig. 4 fornisce in corrispondenza delle ordinate 0,9 e 0,1 rispettivamente 5,28 e 1,1; allora il tempo di salita relativa ad $n = 1$, è:

$$\tau = \frac{5{,}28 - 1{,}1}{2{,}2} = 1{,}9$$

come si legge nella tabella II in corrispondenza di $n = 3$.

Se gli stadi presentano overshoot non vi è una legge sicura corrispondente alla regola 1; ci si deve accontentare delle seguenti regole approssimative, che danno risultati abbastanza vicini ai reali.

Regola 2. Per stadi aventi un piccolo overshoot, dell'ordine di 1 o 2%, l'overshoot totale cresce in modo estremamente lento o non cresce del tutto all'aumentare del numero degli stadi; l'equazione (4) è ancora valida anche per questi amplificatori.

Regola 3. Per stadi aventi ciascuno un overshoot dell'ordine del 5 ÷ 10%, il superamento totale aumenta approssimativamente secondo la radice quadrata nel numero degli stadi (cioè secondo $\sqrt{n}$), mentre il tempo di salita aumenta sensibilmente meno che con $\sqrt{n}$.

Nella tabella III sono riassunti i valori dell'overshoot e del tempo relativo di salita per n stadi in cascata accoppiati transizionalmente con trasformatore biaccordato.

Dalle due tabelle risulta una conferma del principio che per diminuire sensi-

Tabella II – Tempi di salita di n stadi accoppiati a RC

Nº degli stadi n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
tempo relativo di salita (in unità 2,2 RC)	1,00	1,5	1,9	2,2	2,5	2,8	3,0	3,3	3,45	3,6

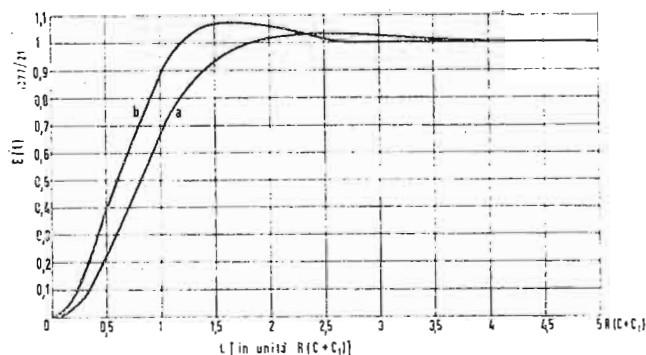



Fig. 13 - Risposta alla funzione a gradino di corrente di un circuito a compensazione serie-parallelo, come quello di fig. 12; *a*) $C_1 = C$; *b*) $C_1 = C/2$.

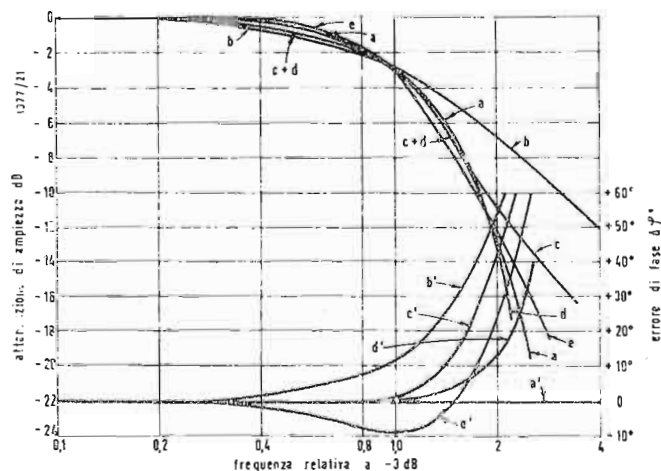



Fig. 14 - Curve normalizzate del valore assoluto (contrassegnate con lettere senza apice) e dell'errore di fase (contrassegnate con lettere provviste di apice); *a*) e *a'*) curve di errore gaussiano, overshoot = 0, fase lineare; *b*) e *b'*) accoppiamento *RC* overshoot = 0; *c*) e *c'*) circuito a due terminali di fase lineare, overshoot = 1 %; *d*)e *d'*) circuito a quattro terminali di fase lineare, overshoot = 1 %; *e*) ed *e'*) circuito equivalente passa basso di un circuito di accoppiamento doppio accordato, overshoot = 4,3 %.

bilmente il tempo di salita (specialmente negli amplificatori a molti stadi) bisogna accettare un forte overshoot. Non solo si riesce in tal modo a ridurre il tempo di salita di ogni singolo stadio, ma a far sì anche che il tempo generale di salita non sia molto maggiore di quello di uno stadio.

1. 6. - Tempo di salita richiesto negli strumenti di misura

Quando sia noto il tempo di salita degli impulsi, l'equazione (4) permette di determinare la rapidità della risposta dello strumento di misura, affinchè questo provochi una degradazione trascurabile degli impulsi da misurare. Infatti la formula (4) mostra ad es. che se la risposta dell'apparecchio di misura ha velocità doppia di quella degli impulsi in entrata, il tempo di salita dell'impulso di uscita viene aumentato solo dell'11 %, mentre se l'apparecchio di misura ha una velocità di salita tre volte quella degli impulsi in ingresso, il tempo di salita dell'impulso all'uscita è aumentato appenna del 5 %, si può concludere che un amplificatore che abbia una rapidità di salita da 2 a 5 volte superiore quella degli impulsi in misura, è soddisfacente per molte applicazioni come se avesse velocità infinita di salita.

1. 7. - Tempo di salita equivalente dello spot di un tubo a raggi catodici

Un tubo *R. C.* non possiede un fuoco infinitamente nitido; a motivo delle dimensioni finite (non infinitesime) del suo spot, un tubo *RC* modulato in intensità, deve considerarsi come un esempio di strumento di misura di impulsi avente tempo di salita non trascurabile. Il tempo di salita equivalente è facilmente prevedibile. Se si suppone che lo spot abbia una simmetria radiale con una distribuzione di intensità che segna approssimativamente la curva di errore gaussiana, lo spot può considerarsi di un impulso della funzione delta, da parte di un

Tabella III

N° degli stadi n	1	2	4	6
overshoot (%)	1,30	6,25	8,40	10,00
tempo di salita relativo	1,00	1,32	1,69	1,95

Tabella IV

N° degli stadi n	1	3
overshoot (%)	9,4	15,2
tempo di salita relativo	1,00	1,45

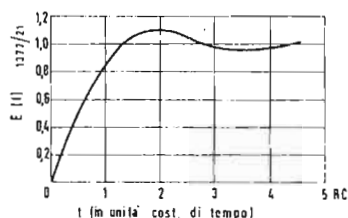



Fig. 15 - Risposta ad una corrente impulsiva a gradino di un circuito a due terminali a guadagno costante di massimo prodotto *GB*, overshoot = 9,4%; G/τ = 2,2 volte quello relativo a un circuito *RC* in parallelo.

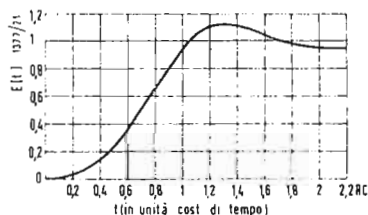



Fig. 16 - Risposta a una corrente impulsiva a gradino (con approssimazione n = 3) di un circuito a quattro terminali di guadagno costante e di max. *GB*, overshoot = 15,2%; G/τ = 3,75 volte quello relativo a un circuito *RC* in parallelo.

filtro equivalente della curva di errore Gaussiana. Il tempo di salita della risposta alla funzione a gradino risulta essere circa eguale al tempo richiesto dal fascetto catodico a spostarsi di una lunghezza pari al diametro dello spot alla velocità attuale di spostamento (il diametro dello spot si misura fra i punti della sua curva di distribuzione dell'intensità per i quali l'intensità è ridotta al 50%).

Il tempo di salita equivalente è allora dato dal prodotto del tempo per tracciare la lunghezza della linea, per il rapporto tra il diametro dello spot e la lunghezza della linea di scansione.

In un complesso radar con esplorazione 10 miglia sul P.P.I. (Plan Position Indicator, per il rilevamento da un velivolo a mezzo echi su tubo oscillografico dal suolo) il tempo di scansione è circa 100 μsec il rapporto del diametro dello spot alla lunghezza della linea di scansione è di circa 0,005. Le costanti relative a un tubo *R.C.* da 5" con schermo provvisto di fosforo P7 persistente, sono le seguenti: diametro dello spot = 0,3 mm; lunghezza di scansione = 60 mm. Queste due grandezze vengono aumentate proporzionalmente se si tratta di un tubo da 12". Perciò il tempo equivalente di salita del *T.R.C.* è 0,5 μsec. Da quanto detto più sopra risulta necessario in questo caso un amplificatore con un tempo generale di salita inferiore a 0,2 μsec.

1. 8. Relazione fra le risposte a regime permanente e transitoria

Riprendiamo la considerazione delle caratteristiche frequenza-ampiezza e frequenza fase, tralasciata in principio di questo articolo, in quanto non molto interessanti per chi usa amplificatori di impulsi.

Due difficoltà si presentano: una è la mancanza di mezzi adatti a misurare sperimentalmente la risposta di uno stadio o di un amplificatore realmente veloce a molti stadi; l'altra è la deficienza di metodi matematici per calcolare la risposta generale agli impulsi di un amplificatore multistadi composto di singoli stadi complessi. È augurabile che queste due deficienze vengano presto eliminate.

È sempre vero che la risposta agli impulsi di un amplificatore lineare può essere esattamente ricavata dalle curve di ampiezza e fase in funzione della frequenza, ma le seguenti regole qualitative sono spesso di uso più pratico.

Regola 4. Sia τ il tempo di salita, computato fra il 10 e il 90%, della risposta all'onda a gradino di un amplificatore passa basso senza eccessivo overshoot, e sia B la sua larghezza di banda rispetto all'attenuazione di 3dB, in queste condizioni si ha:

$\tau B = 0{,}35 \div 0{,}45$.

Il valore di 0,35 compete al caso di overshoot minore del 5%. Consegue dalle regole 1, 2, 3, 4 che per circuiti con piccolo o nullo overshoot, la banda passante diminuisce inevitabilmente con la radice quadrata del numero n degli stadi.

Regola 5 (imperniata sul teorema del limite centrale delle probabilità). Le seguenti tre caratteristiche di un amplificatore devono accompagnarsi:

a) Piccolo overshoot (minore o uguale al 2%).

b) Curva di ampiezza in funzione della frequenza approssimativamente gaussiana.

c) Linearità di fase entro la banda passante.

La fig. 14 illustra la regola 5; in essa sono tracciate le curve del valore assoluto in funzione della frequenza e dell'errore di fase in funzione della frequenza (cioè la deviazione della fase rispetto alla linearità) per alcuni circuiti, le risposte dei quali alla funzione a gradino presentano un piccolo overshoot. Precisamente mentre la curva *a*) è quella di errore gaussiano con overshoot nullo (curva a) e di fase lineare coincidente cioè con l'orizzontale passante per lo 0 della scala degli angoli (retta *a'*), le altre curve (di ampiezza, contrassegnate da lettere senza apice) si riferiscono ai seguenti circuiti:

b) circuito di accoppiamento *RC*, con overshoot = 0.

c) circuito a due terminali lineare di fase, con overshoot = 1%.

d) circuito a quattro terminali lineare di fase, con overshoot = 1%.

e) circuito equivalente passa basso di un circuito doppio accordato di accoppiamento, con overshoot = 4,3%.

Le curve contrassegnate con l'apice *a' b' c' d' e'* si riferiscono agli errori di fase $\Delta\varphi°$ degli stessi circuiti. Le curve sono state normalizzate relativamente alla frequenza posta uguale a 1 in corrispondenza dell'attenuazione di — 3 dB. Particolarmente degno di nota è l'accostamento, sotto — 10 dB, fra la curva di errore gaussiano e le curve di ampiezza in funzione della frequenza per i circuiti lineari di fase a due e a quattro terminali. Per un immediato confronto si sono riprodotte le curve in funzione della frequenza del valore assoluto e dell'errore di fase relative ad un circuito di accoppiamento doppio accordato, cui compete l'overshoot del 4,3% (v. tabella III).

1. 9. - Massimo rapporto G/τ

Mentre esistono i teoremi di Bode sul massimo prodotto GB del guadagno G per la larghezza di banda B, non si hanno corrispondenti teoremi sul massimo rapporto G/τ del guadagno al tempo di salita. Riassumiamo intanto i teoremi di Bode: si considerino circuiti passa basso di accoppiamento interstadio aventi le capacità di entrata e di uscita uguali a $C/2$. Se un semplice circuito di accoppiamento *RC* ha il suo punto di attenuazione — 3dB alla pulsazione ω, esistono circuiti a due ter-

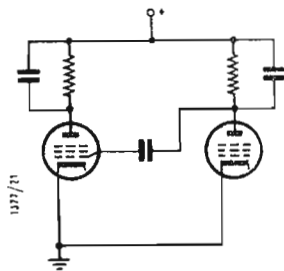



Fig. 17 - Circuito a capacità negativa.

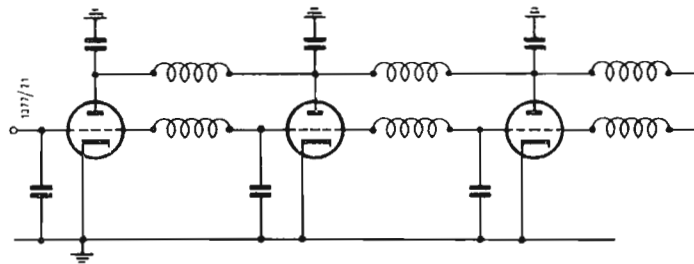



Fig. 18 - Amplificatore a « linee di trasmissione ».

minali di accoppiamento interstadio aventi amplificazione costante intorno a ω_0 ê e con miglioramento del guadagno in tensione rispetto al circuito $R.C$, di 2 (cioè avente guadagno doppio), ed esistono pure circuiti interstadio a quattro terminali presentanti un guadagno in tensione pari a $\pi^2/_2 = 4,93$ volte quello del semplice circuito R,C.

Impiegando stadi non identici, aventi ognuno individualmente un guadagno non costante, ma presentanti nell'insieme una curva di guadagno generale piatta, W.W. Hansen ha ricavato un fattore di miglioramento del prodotto.

Guadagno medio per stadio per la larghezza di banda relativo al caso di circuiti a quattro terminali, di 5,06 rispetto al semplice circuito RC.

È chiaro che la ricerca di analoghi teoremi per il rapporto G/τ è assai difficoltosa, particolarmente perchè questo rapporto dipende dall'overshoot ammissibile. Necessita un diagramma indicante il massimo possibile rapporto guadagno tempo di salita in funzione dell'overshoot in %. Un punto di particolare interesse di tale grafico sarebbe naturalmente quello relativo a zero overshoot. In quest'affare possono essere di aiuto i grafici delle fig. 15 e 16. La fig. 15 si riferisce al circuito a due terminali. Essa è stata tracciata considerando l'impedenza di un tale circuito di massimo prodotto GB e l'equazione della sua risposta all'impulso e integrando detta equazione; l'overshoot che la curva presenta è del 9,4%, il rapporto G/τ è 2,2 volte quello del circuito RC in parallelo. Analogalmente la fig. 16 si riferisce al circuito a quattro terminali di massimo prodotto $GB = 4,84$; considerando anche in questo caso l'impedenza (con approssimazione limitata al 3° termine, e l'equazione della sua risposta alla funzione a gradino, si è appunto tracciato il grafico di fig. 16; il suo overshoot è del 15,2% ed il suo rapporto G/τ è 3,75 volte quello di un circuito R,C in parallelo.

Si noti che gli overshoot delle fig. 15 e 16 sono da ritenersi straordinariamente piccoli, data la ripidità del taglio delle bande passanti che lo provocano; inoltre le oscillazioni del superamento vanno attenuandosi in modo estremamente lento. Dalle fig. 15 e 16 si deduce il possibile fattore di miglioramento dal rapporto G/τ per circuiti a due terminali con overshoot non superiore a 9,4%, è circa 2,2 volte, mentre per il circuito a quattro terminali tale fattore, con overshoot del 15,2%, è circa 3,75. I vantaggi conseguibili per il rapporto G/τ col circuito a quattro terminali, rispetto al circuito a due terminali, sono considerevolmente minori di quelli relativi al prodotto GB.

1. 10. - Previsioni per il futuro

Non si può oggi dire quali migliorie si potranno apportare al rapporto G/τ in avvenire usando i convenzionali amplificatori. Esistono già oggi altre possibilità che fanno bene sperare. Un sistema è quello di usare i tubi elettronici come elementi a capacità negativa, come mostra la fig. 17, dove la reazione positiva attraverso il piccolo condensatore C fornisce un'impedenza capacitiva negativa di entrata al primo tubo. Catene a reazione impieganti circuiti del tipo di fig. 17 possono essere assai interessanti; ma, poichè la capacità negativa tende a zero alle frequenze alte, lo schema è meglio adatto per ottenere tempi di salita moderatamente piccoli ad un livello di alta impedenza, piuttosto che tempi di salita estremamente brevi ad un livello di bassa impedenza.

Le migliorie tecniche apportate ai tubi ad emissione secondaria e deviatori dei fascetti catodici, hanno permesso di raggiungere aumenti sostanziali della conduttanza mutua. Anche con tubi non speciali esistono schemi che acconsentono di ottenere rapporto G/τ comunque grandi, quando non vi sia limitazione al numero di tubi da usare.

È stato proposto fin dal 1936 di suddividere la banda di frequenze da amplificare, in n sottobande, ciascuna delle quali viene amplificata separatamente da un amplificatore di tipo comune; ai terminali di uscita si provvede poi a sommare le tensioni risultanti. Il metodo presenta l'inconveniente, derivante dal suo carattere additivo, che i guadagni e le fasi relative dei vari canali devono essere controllate rigorosamente con regolazione precisa. Nel 1937 W. S. Percival formulava una proposta illustrata simbolicamente in fig. 18. Le griglie e le placche di n stadi amplificatori sono collegate mediante linee di trasmissione di uguale tempo di propagazione; una tensione v_g applicata alla griglia del 1° tubo è trasmessa lungo la linea di griglia alla griglia del 2° tubo, e contemporaneamente produce una corrente di placca $g_m\ v_g$, che viene trasmessa lungo la linea di placca. A motivo dell'eguaglianza delle velocità di propagazione nelle linee di griglia e di placca, la corrente di placca del 1° tubo arriva all'anodo del 2° tubo giusto in tempo per sommarsi alla corrente $g_m\ v_g$ provocata nel 2° dalla tensione di segnale applicata alla sua griglia. Questo processo si ripete lungo l'intera linea ed ha l'effetto di produrre una corrente di uscita n volte maggiore di quella di un singolo tubo, senza che la capacità in derivazione al carico venga corrispondentemente aumentata. In conclusione il rapporto g_m/C viene moltiplicato per il numero n dei tubi. Sorgono difficoltà pratiche di terminazione delle linee; infatti sia nell'amplificatore a linee di trasmissione, sia nei tubi ad onde convogliate, la corrente elettronica ed il circuito di carico si integrano strettamente; il tubo a vuoto e il suo circuito costituiscono un tutt'uno. Tuttavia l'idea è seducente.

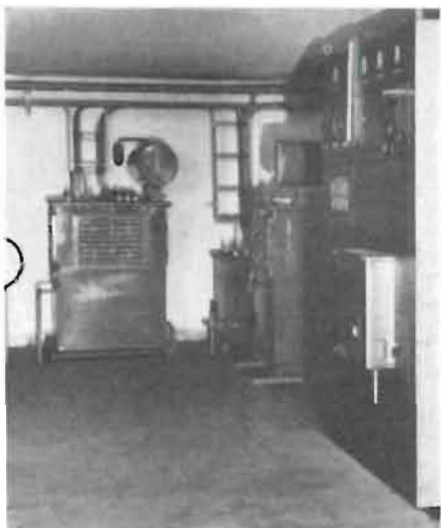
Nel suo brevetto il Percival suggerisce di realizzare l'intero apparecchio in un unico contenitore, in cui si sia fatto il vuoto, nella forma di un lungo catodo con una linea di trasmissione per la griglia ed un'altra per la placca. essenziale di questo ritrovato è che a motivo della grande superficie degli elementi, il tubo può avere una transconduttanza estremamente alta, mentre i tempi di propagazione uguali lungo le linee di trasmissione di griglia e placca eliminano l'inconveniente delle grandi capacità interelettrodiche, che si presentano usando tubi ad elementi fisicamente grandi.

(continua)

Il primo ricevitore italiano a transistori per onde corte

Una limitazione all'uso dei transitori nei ricevitori radio era sinora costituito dalla difficoltà di impiegarli nel campo delle Onde Corte, ciò che limitava praticamente ad una (Onde Medie) le gamme d'onda ricevibili.

I più recenti perfezionamenti tecnici apportati ai transitori di tipo commerciale consentono alla GELOSO S. p .A. di presentare questo radioricevitore dotato, oltre alle Onde Medie, di altre quattro gamme allargate di Onde Corte, ricevibili con sensibilità e selettività molto elevate, pari o superiori a quelle di un ottimo ricevitore a valvole. L'allargamento delle gamme in Onde Corte rende la sintonia facilissima, elimina le instabilità meccaniche e soprattutto consente una perfetta taratura delle gamme, per le quali possono essere impiegati i circuiti di maggior rendimento.

L'elevata sensibilità ed il basso rumore in fondo sono stati ottenuti impiegando negli stadi di alta e media frequenza tre transitori « drift » di alta efficenza; l'intero ricevitore è realizzato con circuiti stampati di grande stabilità e sicurezza. Le caratteristiche acustiche e di potenza sono simili a quelle dell'ottimo G 308, per sole Onde Medie. L'alimentazione viene qui effettuata con quattro pile cilindriche di 1,5 V del diametro di 33 mm, poste in serie in un apposito contenitore incorporato. Le pile sono molto facilmente reperibili ovunque. L'autonomia di funzionamento è di vari mesi. *(u.p.)*

Come è stato comunicato da Meyrin, Ginevra, il protonsincrotrone del CERN (Comitato Europeo Ricerche Nucleari), il 25 Novembre u.s. ha raggiunto il livello di energia di 25 miliardi di elettronvolt.

Questo acceleratore, che è di gran lunga il più grande del mondo, è capace di imprimere ai protoni una velocità quasi eguale a quella della luce.

Esso distanzia enormemente, per il livello di energia di cui è capace, le più famose macchine acceleratrici di particelle nucleari che per la loro risonanza mondiale hanno ricevuto un nome di battesimo noto a tutti gli scienziati del mondo.

L'enorme livello di 25 miliardi di elettronvolt del protonsincrotrone di Ginevra è ottenuto spingendo i protoni lungo un'orbita circolare nella quale, in un secondo, effettuano 499.000 giri e ricevono 8.000.000 d'impulsi di 8.000 V a radio frequenza di valore variabile fra 2.996.900 Hz e 9.536.470 Hz, ciò che permette alle particelle di raggiungere lo stato relativistico determinato dal rapido aumento della velocità delle particelle stesse, la massa delle quali cresce secondo la legge di Einstein. Molti dubbi erano stati sollevati da valenti scienziati, autori delle altre grandi macchine acceleratrici, sulla possibilità pratica di realizzare apparecchiature di così alta precisione, capaci di controllare automaticamente la sintonia e la fase con il gradiente incredibilmente elevato di 219.136.000 Hz/sec.

L'eccezionale risultato si deve in buona parte all'industria italiana ed è giusto ricordare che le unità acceleratrici a radio frequenza sono state progettate e costruite dalla MAGNETI MARELLI. *(m.m.)*

Microcamera a moto lento con generatore di impulsi

La SIEMENS, di Milano, ha prodotto una particolare microcamera che si diversifica dalla maggioranza delle macchine da presa speciali in quanto con essa non si vogliono raggiungere molte velocità ma, al contrario, funziona con moto lento e lentissimo, fino ad un fotogramma all'ora. Tale apparecchio può, quindi, essere vantaggiosamente impiegato per lo studio e la osservazione dei fenomeni naturali, meccanici, ottici ed elettrici dei quali occorre conoscere la sintesi in pochi metri di pellicola di un evoluzione sviluppatasi in un tempo molto più lungo. Così sarà possibile riprendere la crescita di un fiore, il cammino delle lancette di un orologio, controllare o registrare, a periodi fissi, le indicazioni di uno strumento, ovvero lo svilupparsi e l'evolversi di microorganismi nel campo di un microscopio. Quest'ultima applicazione, la più interessante, dà il nome all'apparecchio, che infatti si chiama *microcamera*.

La microcamera 16 mm è una normale macchina da ripresa a passo ridotto, non dissimile dalle altre che per un particolare organo di trazione elettromagnetico anzichè meccanico. In altre parole, non esiste una molla o un motore, ma occorre alimentare un dispositivo elettromagnetico con una tensione continua di 36 V. Questa forma di trazione permette: 1) il comando a distanza della cinecamera; 2) la possibilità di prestabilire un determinato programma di ripresa che poi si svolgerà automaticamente. Queste due caratteristiche costituiscono l'aspetto fondamentale dell'apparecchio, e ne permettono una utilizzazione diversa da quella delle normali macchina da ripresa.

Infatti l'equipaggio comprende un secondo apparecchio, il « generatore di impulsi » che è l'organo elettrico sul quale viene fissato il programma di ripresa (si intende con questo termine la velocità di sequenza dei fotogrammi, da 6 al secondo a 1 all'ora), e che tale programma poi attua automaticamente, facendo scattare l'otturatore ed avanzare la pellicola, così come prestabilito. Il datore di impulsi è alimentato dalla rete e deve essere collegato elettricamente alla cinecamera.

Una terza parte dell'equipaggio è formata dal supporto della cinecamera nella particolare applicazione al microscopio.

Nella microcamera SIEMENS i tempi di posa sono ottenuti con un magnete rotante, nei diversi valori di 1/30, 1/40, 1/50, 1/75, 1/150 di secondo. Lo scatto di partenza dura 35 msec. In questo modo il passaggio del film è indipendente dalla durata del tempo di contatto. Il numero dei fotogrammi è regolato a mano o per mezzo del « generatore di impulsi ». Un'altra caratteristica è costituita dalla possibilità di sincronizzare più macchine per la supervisione ottica di fenomeni meccanici, ottici o elettrici dei quali è necessario effettuare il controllo simultaneo alle differenti parti di una macchina nello stesso o in diversi ambienti. A questo scopo ogni cinecamera è provvista di un contatore di immagini che proietta i numeri da 1 a 50 tra le perforazioni.

La cinecamera funziona o con i 36 V di una batteria o col « generatore di impulsi ». In questa combinazione, oltre ad ottenere il comando automatico prestabilito delle immagini nel tempo, si possono anche ottenere altri tempo di posa, oltre quelli della macchina, di 1/10, 1/5, 1/3, 1, 1 1/2 di secondo. Ma la macchina può anche funzionare 24 fotogrammi al secondo come una macchina da presa comune. Per la regolazione e comando dei tempi di posa e della successione dei fotogrammi serve il già detto « generatore di impulsi ». Esso può anche essere usato per lo stesso scopo con altre macchina da presa e analoghe prestazioni. Esso funziona, una volta preventivamente adattato, in modo continuo senza controllo. I tempi e il numero delle pose possono essere successivi e indipendenti gli uni dagli altri. *(p.n.i.)*

dott. ing. Pasquale Postorino

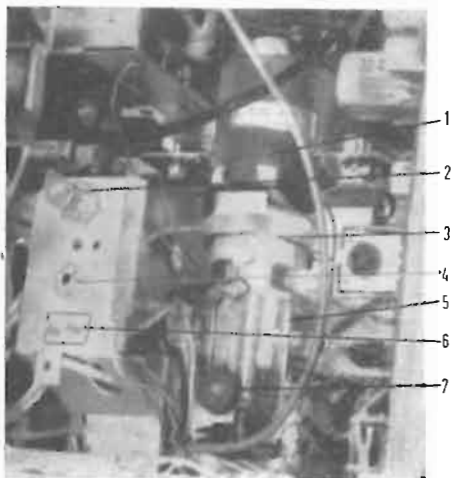
Televisore portatile a transistori*

I ricevitori di TV portatili, sognati da tempo dai telespettatori e dai progettisti, sono ora una realtà. Il nuovo ricevitore della Philco, primo nel suo genere sul mercato internazionale, apre una nuova era nel campo dei ricevitori video.

Ecco il nuovo televisore PHILCO « safari ». Sul lato destro in alto sono predisposti il commutatore dei canali e il comando della sintonia fine; sul lato sinistro sono sistemati l'interruttore e la regolazione di volume, la regolazione del contrasto e quella del CAG.

I NUOVI APPARECCHI portatili TV a transistori sono stati sviluppati, tenendo a mente e sfruttando tutti i vantaggi offerti dall'impiego dei transistori. La leggerezza (circa 7 kg) e le piccole dimensioni d'ingombro dal televisore Philco, tipo «safari», modello 2010 L, avvalorano queste asserzioni. Il ricevitore funziona con una tensione di rete di 117 V, oppure a batteria. Al passaggio da una sorgente di alimentazione all'altra provvede un interruttore. Il consumo è di circa 4,5 W e la potenza necessaria viene fornita dalla batteria, in esso incorporata, del tipo a ricarica. Nella posizione C.A. (Rete), il ricevitore è isolato dalla linea per mezzo del trasformatore di alimentazione, anch'esso incorporato nell'apparecchio. Questo trasformatore, con rapporto spire in discesa, viene pure impiegato per la ricarica della batteria.

Il televisore (fig. 1) impiega 21 transistori p-n-p, 14 diodi più il tubo a raggi catodici. Tutti i transistori dell'apparecchio furono studiati e fabbricati nello

(*) Allan R. Curll and Paul V. Simpson: Transistor TV portable *Radio - electronics*, Agosto 1959, pag. 46.

Vista d'assieme della parte posteriore del telaio, con la batteria rimossa. 1 — Giogo di deflessione; 2 — commutatore rete-batteria-ricarica; 3 — centratore magnetico; 4 — presa fono; 5 — tubo r.c.; 6 — spina di rete; 7 — magnete di focalizzazione.

Altra vista del ricevitore di televisione Philco « Safari ».

stabilimento Lansdale della Philco Corp.

Per il tuner sono stati previsti 3 transistori del tipo MADT (Micro Alloy Diffused Transistor), per l'amplificatore a radio frequenza (RF) un transistore T 1561, per il mescolatore un transistore T 1600 e per l'oscillatore locale un transistore T 1597.

La selettività d'ingresso è fornita da un solo circuito accordato risonante in parallelo con presa capacitiva per adattare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore RF e con presa induttiva a 75 Ω per il cavo d'antenna.

L'amplificatore RF, T 1561 è montato in un circuito con neutralizzazione fra massa ed emettitore. Tra lo stadio RF ed il convertitore T 1600 è interposto un filtro passa banda a doppio accordo, l'ingresso del quale è adattato capacitivamente allo stadio di preselezione a doppio accordo. Anche il convertitore funziona con emettitore a massa e la energia dall'oscillatore viene trasferita nell'emettitore con un'appropriata azione di mescolamento. L'oscillatore può essere considerato come un amplificatore con base a massa, in cui sia stata aggiunta tra il collettore e l'emettitore, per sostenere l'oscillazione, una controreazione capacitiva addizionale. I fattori di rumore sono compresi in un intervallo da 10-12 dB per i canali delle alte (7-13) a 6-8 dB per quelli delle basse (2-6). Il guadagno in potenza del tuner adattato varia dai 32 ai 28 dB nei canali 2-6 ed è approssimativamente di 18 dB nei canali 7-13.

1. - CIRCUITO VIDEO

La sezione video a frequenza intermedia (F.I.) impiega quattro transistori p-n-p del tipo MADT, atti per un funzionamento a 45 MHz. Per ottenere il massimo guadagno essi sono collegati con emettitore a massa.

Per ottenere una adeguata risposta in zona passante è stato impiegato un convenzionale circuito di sintonia. Il guadagno totale è all'incirca di 70 dB a 3 MHz (La prima bobina F.I. è costituita da L_1, L_2 e L_3; la seconda da L_4, L_5 e L_6; la terza da L_7 e L_8; la quarta da L_9, L_{10} e L_{11}).

Uno dei più seri problemi che il progettista incontra è quello di ottenere una adeguata selettività fra l'immagine del canale adiacente ed il suono. Questo problema sorge a causa dei valori estremamente bassi dell'impedenza di entrata e d'uscita del transistore. L'impedenza d'entrata dei transistori impiegati è di circa 100 Ω contro una impedenza d'entrata di 20.000 Ω di una valvola termojonica.

La sezione amplificatrice F.I., montata nello chassis 10AT10, supera questa difficoltà, come qui diremo, impiegando una trappola bilanciata a T a 47,25MHz per l'accoppiamento al canale adiacente dal suono e una trappola a 39,75 MHz con sintonizzazione in serie per l'accoppiamento al canale video adiacente. Il rapporto di selettività è all'incirca di 40 dB.

Oggigiorno per ottenere una buona regolazione del controllo automatico di guadagno (CAG) in un circuito a transistori, vengono utilizzati due sistemi e cioè: CAG con polarizzazione diretta e CAG con polarizzazione inversa. In questo ricevitore sono stati impiegati entrambi.

Nel CAG con polarizzazione inversa la corrente d'emettitore e di collettore diminuisce con l'aumentare del livello del segnale; nel CAG con polarizzazione diretta la corrente d'emettitore e di collettore aumenta con l'aumentare del livello del segnale. Alla base del primo e del secondo transistore F.I. viene applicata una tensione che diventa negativa con l'aumentare del segnale. Ciò dà luogo ad una forte caduta di tensione attraverso la resistenza, di valore elevato, d'emettitore.

Ai capi del transistore viene ad esserci una tensione minore, così che il guadagno dello stadio diminuisce.

Nel terzo stadio il diodo base-emettitore, con l'aumentare del segnale, si polarizza inversamente e poichè la tensione collettore-emettitore non cambia, il guadagno dello stadio diminuisce.

La ragione per cui si impiegano entrambi i sistemi di CAG è data dal fatto che le impedenze d'uscita degli stadi variano con il controllo automatico di guadagno. Di conseguenza, quando in uno stadio funzionante con polarizzazione diretta la corrente d'emettitore aumenta, la larghezza di banda dello stadio aumenta, mentre in uno stadio funzionante con polarizzazione inversa con l'aumentare della corrente d'emettitore la larghezza di banda diminuisce. Quindi per mantenere costante la larghezza al variare dei livelli dei segnali, l'impiego di entrambi i sistemi di regolazione del controllo automatico di guadagno rappresenta un valido aiuto .

Un tipico rivelatore video a cristallo pilota il primo stadio video. Allo scopo di ottenere il giusto adattamento d'impedenza tra il rivelatore e lo stadio di uscita video, viene impiegato uno stadio con uscita d'emettitore. Il primo stadio video è direttamente accoppiato al rivelatore e dal collettore di questo stadio si ricava il controllo automatico di guadagno.

Un commutatore a 3 posizioni inserito nel circuito del collettore di questo amplificatore serve per il controllo della tensione di collettore verso il tuner e del guadagno del C.A.G. verso la sezione F.I.

Il collettore dello stadio d'uscita video è collegato a — 12 V e l'emettitore + 12 V. In assenza di segnale applicato alla base il collettore funziona normalmente a circa zero volt; in presenza di segnale può oscillare da + 12 V a — 12 V, fornendo al tubo a raggi catodici una tensione pilota massima di 24 V.

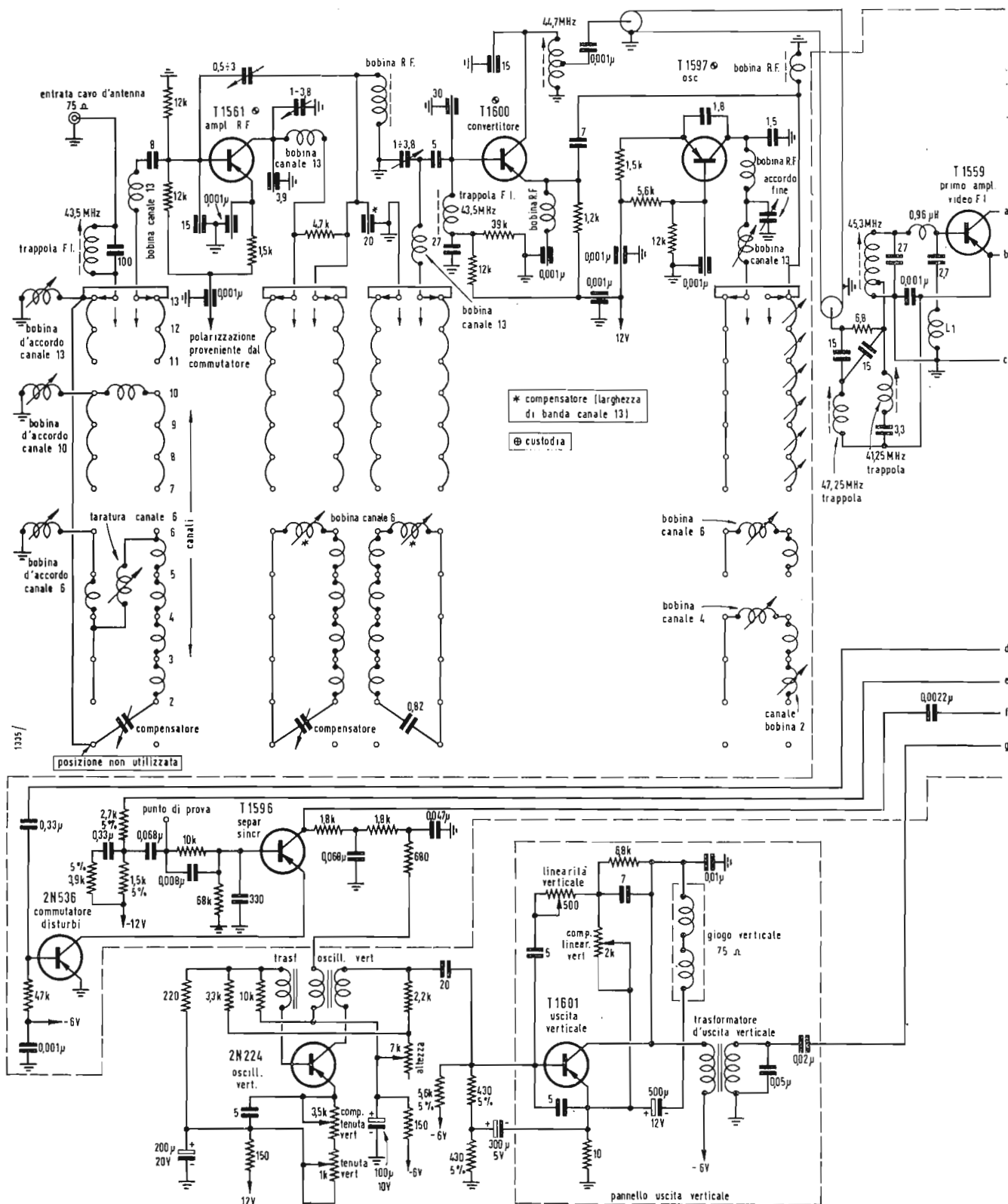
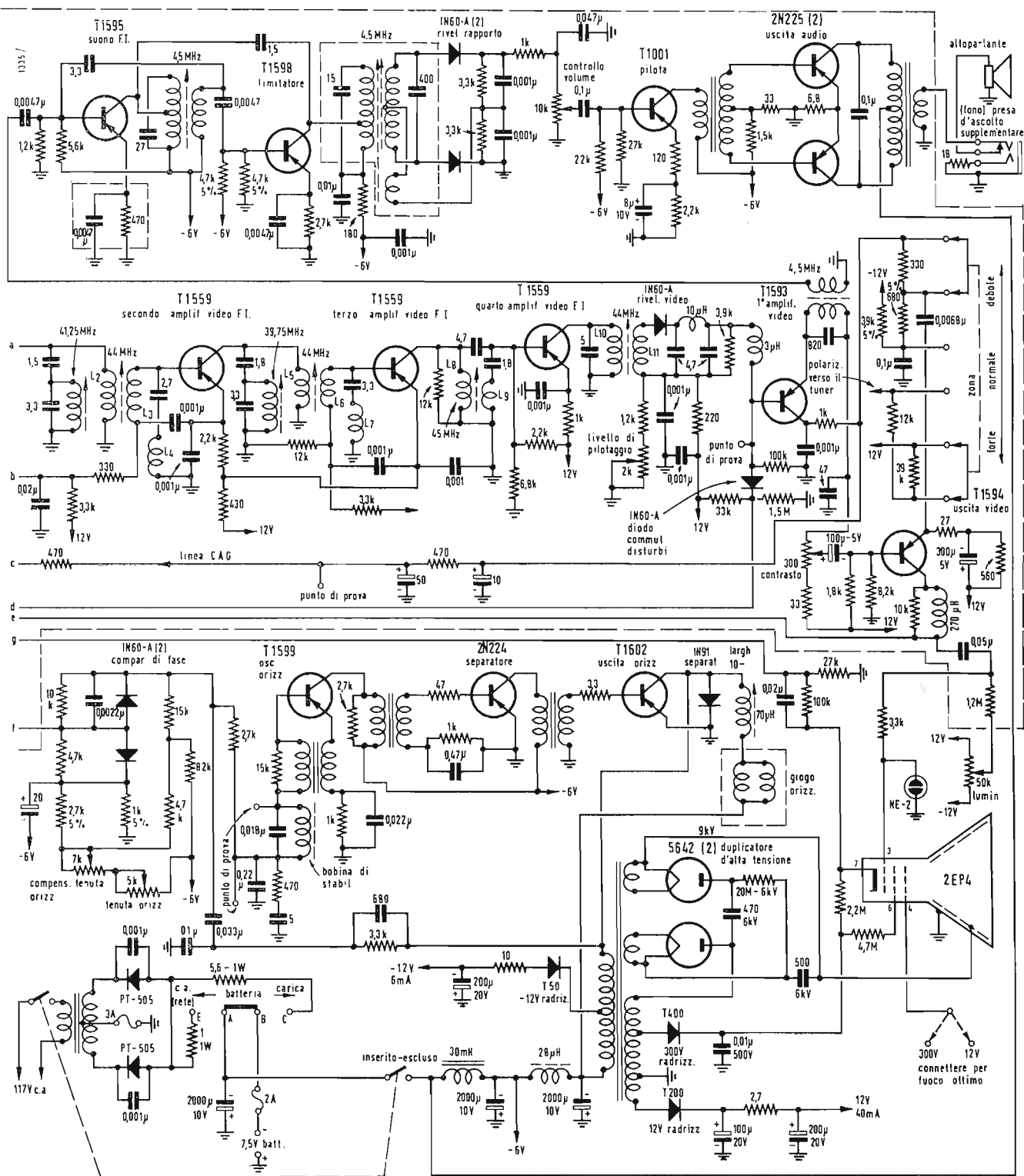



Fig. 1 - Schema elettrico quotato del ricevitore di televisione PHILCO « safari ».

2. - CIRCUITO AUDIO

Il suono proveniente dallo stadio ad uscita d'emettitore (primo amplificatore video) viene amplificato in uno stadio audio a F.I. a 4,5 MHz, che pilota un limitatore. La limitazione viene esplicata in questo stadio facendo lavorare il collettore del limitatore dal punto di saturazione a quello d'interdizione. Il rivelatore a rapporto (discriminatore) bilanciato comanda uno stadio pilota audio, che a sua volta pilota lo stadio finale, funzionante in push-pull classe B. Con un altoparlante di circa 75 mm l'uscita è approssimativamente di 150 mW.

3. - CIRCUITO DI SINCRONISMO E DI CANCELLAZIONE DISTURBI

Il separatore di sincronismo viene comandato dal collettore dello stadio di uscita video attraverso un circuito a doppia costante di tempo. Con un segnale di sincronismo di polarità negativa, alla base di questo stadio è presente un segnale il cui valore di picco è di circa 5 V; il sincronizzatore avvia il separatore e porta il collettore al punto di saturazione. Il separatore è collegato a terra attraverso la giunzione collettore - emettitore del transistore « commutatore disturbi », la base del quale è collegata al rivelatore video. In presenza degli impulsi di disturbo il rivelatore video diventa negativo e la tensione presente assume il valore di circa 5 V. Questa tensione viene accoppiata induttivamente al « commutatore disturbi » attraverso un diodo che porta

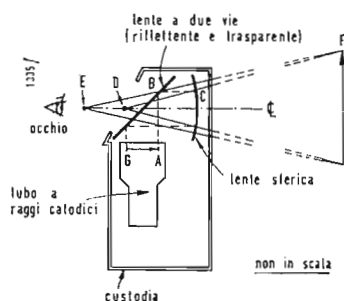



Fig. 2 - Sistema ottico e disposizione del tubo r.c. che consente di ottenere una immagine ingradita.

il commutatore nella posizione off fin quando la tensione di disturbo è del valore massimo. Quando questo stadio si porta allo stato on, entra in funzione anche il separatore, impedendo all'impulso di disturbo di raggiungere gli oscillatori orizzontale e verticale.

4. - CIRCUITI DI DEFLESSIONE

Il tubo a raggi catodici impiegato è del tipo Lansdale da 2 pollici con un angolo di deflessione di 30 gradi; il filamento assorbe circa un 1 W.
Per comandare la deflessione orizzontale è previsto un circuito a tre stadi. Il primo stadio è costituito dall'oscillatore bloccato a bassa potenza ed ad elevata impedenza, pilotato da un convenzionale comparatore di fase bilanciato.
Il circuito separatore, che è essenzialmente un dispositivo di commutazione, fornisce una corrente sufficiente al transistore d'uscita, perchè questo possa dare la massima uscita durante la scansione. Esso deve fornire una corrente inversa estremamente alta, necessaria per poter portare rapidamente, all'inizio del « flyback », il transistore d'uscita allo stato off. Lo stadio separatore lavora contemporaneamente allo stadio d'uscita, ma non contemporaneamente all'oscillatore bloccato. Ciò permette l'impiego di un oscillatore a bassa potenza, il cui tasso di ripetizione non è influenzato dalle variazioni insorgenti nel separatore o nel carico dello stadio d'uscita.
Il transistore d'uscita commutando fornisce l'energia per il giogo e l'alta tensione ed anche per i + 12 V, i — 12 V ed i + 300 V, forniti dai diodi T 50, T 200 e T 400. Il trasformatore di « flyback » ha un rapporto spire di circa 100 : 1 e pilota un circuito duplicatore d'alta tensione, costituito dai due diodi per alta tensione 5642.
Il segnale di sincronismo verticale viene integrato in un circuito convenzionale ed attraverso il terziario di un trasformatore ad elevato coefficiente di accoppiamento pilota l'oscillatore bloccato.
I controlli dalla tenuta verticale sono inseriti nel circuito dell'emettitore dell'oscillatore allo scopo di mantenere una ottima stabilità della frequenza nel tempo ed al variare della temperatura. L'oscillatore verticale è accoppiato induttivamente allo stadio d'uscita. Per ottenere una buona linearità questo circuito è considerevolmente controreazionato.

5. - ALIMENTAZIONE

La potenza richiesta dal ricevitore è di 700 mA a 6 V.
La tensione d'alimentazione, durante il funzionamento a corrente alternata, è fornita da un trasformatore con rapporto spire in discesa. Per tenere basse le perdite e quindi per contenere in giusti limiti il regime termico entro il ricevitore è stato impiegato un circuito di raddrizzamento ad onda intiera.
Durante il funzionamento in c.a. (dalla rete) viene esclusa la batteria, con conseguente maggiore durata della stessa. La batteria è del tipo alcalino ed è incorporata nel ricevitore. Il suo tempo di scarica è di 4 ore e per la ricarica occorrono 16 ore. Per passare nella posizione di carica batteria basta spostare un semplice commutatore-spina. La batteria può essere ricaricata circa 20 volte ed il suo costo si aggira sulle 3.000 lire.

6. - SISTEMA OTTICO

La fig. 2 mostra la disposizione del sistema ottico e del tubo a raggi catodici. Lo schizzo fa vedere anche i fasci di luce che producono l'immagine ingrandita.
Il raggio che dalla freccia va al punto *A* sul tubo a raggi catodici colpisce il frangi-raggi (lente a due vie) nel punto *B*. Poichè questo è una superficie riflettente, il raggio viene riflesso verso il punto *C* della lente sferica. Da *C* il raggio passa attraverso il centro focale *D* della lente ed anche attraverso il centro di curvatura *E* della lente.
I raggi *CD* e *BE* vengono ad intersecarsi in *F*. Se adesso (tanto per fare un esempio) poniamo in *GA* una freccia così delimitata e facciamo, per il raggio materializzato in *G* lo stesso ragionamento fatto per il raggio *A*, in corrispondenza di *F* avremo un altro punto d'intersezione e quindi l'immagine virtuale della freccia ingrandita e posta dietro l'apparecchio. Il sistema ottico ha un ingrandimento pari a 8 volte. L'immagine virtuale prodotta è circa 8 ¼ × 11 pollici e sembra cadere a circa 1,20 m dietro il ricevitore, non ostante sia visibile attraverso un'apertura visiva di soltanto 7 ½ × 3¾ pollici.
La lente rifrangente deve essere studiata non solo per rifrangere, ma deve essere anche trasparente, dato che bisogna guardare attraverso essa per vedere l'immagine ingrandita. Il rapporto trasmissione-riflessione è stato scelto in maniera da ottenere una immagine soddisfacente. *A*

Un opera completa in un solo disco

Radio Mosca annuncia che i laboratori di Gorki hanno messo a punto un nuovo procedimento di incisione fonografica che consente di riprodurre un'intera opera su di un solo disco « supermicrosolco ».
La Radio ha precisato che la intera opera « Eugeni Onieghin » di Chaikowsky è stata registrata su un solo di questi dischi « supermicrosolco ». *(u. p.)*

Recentemente, a completamento della serie di accessori degli oscilloscopi di sua produzione, la HEWLETT-PACKARD Co. ha presentato una macchina fotografica, sistema Polaroid. Il complesso, illustrato nella foto sopra riportata, ha grande versatilità d'impiego e caratteristiche ottiche e meccaniche di rilievo.
I due fotogrammi allegati danno un'idea delle vaste possibilità. Maggiori dettagli potranno essere ottenuti dall'Agente generale per l'Italia, Ditta Dott. Ing. Mario Vianello, Milano.

Verso l'introduzione del sistema metrico nei paesi di lingua inglese

Com'è noto, sono recentemente entrati in vigore negli Stati Uniti i nuovi valori delle unità di misura del sistema anglosassone. Tale decisione è avvenuta in conformità dell'accordo stipulato il 31 dicembre 1958 dai Laboratori per la standardizzazione delle unità di misura dell'Australia, Canada, Gran Bretagna, Nuova Zelanda, Stati Uniti e Sud Africa.
Lievissime variazioni in meno si sono pertanto avute, rispetto ai valore precedenti, del pollice internazionale unificato e della libbra o « pound », mentre delle constatazione – rileva il Prof. Gino Cassinis, Presidente della Commissione italiana di metrologia (CIM) del Consiglio Nazionale delle Ricerche – devono essere fatte sui criteri con cui sono stati definiti i nuovi valori.
Innanzi tutto, il criterio di procedere all'unificazione delle unità di misura; in secondo luogo, il criterio di definire il pollice e la libbra basandoli sul metro e sul chilogrammo. Infatti il nuovo pollice unificato è stato portato a 2,54 cm del sistema metrico decimale e la libbra a 0,45359237 kg.
In tal modo – nota il Prof. Cassinis – le unità inglesi vengono a discendere direttamente da quelle del sistema metrico considerate come primigenie, e ciò costituisce indubbiamente un passo essenziale verso l'introduzione del sistema metrico nei Paesi prima detti. *(i. s.)*

Proposta all'ITU l'assegnazione di canali ai radioastronomi

La delegazione americana partecipante ai lavori della conferenza plenaria dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (ITU) ha presentato un piano, appoggiato dall'Unione Astronomica Internazionale, che prevede l'assegnazione di 17 bande di frequenza o canali agli osservatori radioastronomici, in maniera da eliminare completamente le interferenze delle stazioni radio che negli ultimi tempi hanno reso, talvolta, inutilizzabili i radiotelescopi.
Come è noto, i radiotelescopi, che dispongono di complessi apparati elettronici per captare i segnali provenienti dai corpi celesti, consentono di superare considerevolmente la portata degli strumenti ottici e di estendere l'indagine astronomica a mondi ed astri remoti.
La delegazione americana all'ITU, in sessione dal 14 ottobre, cercherà di ottenere lo sgombero del massimo numero di canali, tra quelli proposti, o, nell'impossibilità di giungere ad un accordo internazionale in proposito, di escludere le interferenze più accentuate.
L'ITU è un ente specializzato delle Nazioni Unite istituito per promuovere la collaborazione internazionale nel campo delle comunicazioni radio, telefoniche e telegrafiche. La conferenza attuale protrarrà probabilmente i suoi lavori per qualche mese. *(u.s.)*

Due giganteschi radiotelescopi in costruzione negli Stati Uniti

Due telescopi-radar di eccezionale potenza e di rispettabili dimensioni, uno dei quali mobile e l'altro fisso, sono attualmente in costruzione in due località agli antipodi del territorio statunitense.
Il radiotelescopio mobile, che svilupperà un'altezza paragonabile a quella di un edificio di 55 piani, è in costruzione a Sugar Grove (West Virginia) per conto della Marina americana, presso l'erigenda Stazione Navale per le Ricerche Radio. L'apparato, che dovrebbe essere completato entro il 1962 con una spesa di 79 milioni di dollari (49.375 milioni di lire) consentirà agli scienziati di captare i segnali provenienti da corpi celesti che si trovano ad una distanza di 38 miliardi di anniluce dalla Terra, cioè 19 volte maggiore di quella esplorata con mezzi ottici dal grande telescopio di Monte Palomar.
Il radiotelescopio di Sugar Grove avrà un peso di 20.000 tonnellate e disporrà di un riflettore parabolico di oltre 152 metri di diametro, cioè due volte maggiore del radiotelescopio inglese di Jodrell Bank (Manchester). L'apparato potrà essere diretto verso qualsiasi punto della volta celeste.

L'altro radiotelescopio, che è fisso, è in fase avanzata di approntamento presso la Stazione Radioastronomica del Lago Clark. Questo apparato, che consta di una griglia di fili metallici a forma rettangolare e di un « occhio » centrale, è disposto sul levigatissimo letto asciutto di un lago, nella zona montagnosa di Santa Rosa, nei dintorni di San Diego (California). Un registratore a punta scrivente sarà in grado di riportare su un rullo di carta millimetrata in movimento i valori delle emissioni di energia dei corpi celesti captate dall'antenna.
L'antenna del radiotelescopio fisso ha una lunghezza di oltre tre chilometri e copre complessivamente una fascia di terreno di 2.400.000 metri quadrati. Pur essendo entrato in funzione da diversi mesi, questo telescopio, raggiungerà la massima capacità di ascolto verso l'inizio del 1960.
Lo strumento è stato realizzato dal dott. William C. Erickson, un radioastronomo addetto al Laboratorio Scientifico di Ricerche della Convair, sezione della GENERAL DYNAMICS CORPORATION. *(u.s.)*

dott. ing. Franco Simonini

Voltmetro elettronico per frequenze tra 2 Hz e 200 kHz*

Fig. 1 - Aspetto frontale del voltmetro per frequenze tra 2 Hz e 200 kHz, tipo 2409.

PER UNA VASTA GAMMA di applicazioni elettroniche non è tanto necessario un voltmetro a larga banda quanto che esso sia di buona sensibilità e permetta la lettura di un valore ben determinato di tensione, medio, di picco o efficace.

Tanto più interessante diviene però il voltmetro se permette la lettura di tutti e tre questi valori.

È così possibile risalire al fattore di cresta ed al fattore di forma che permettono di definire in modo molto più completo la misura.

È questo il caso del modello 2409 della Bruel e Kjaer ditta Danese da tempo affermatasi nel campo della produzione professionale di misura. Lo schema che pubblichiamo per esteso presenta delle notevoli novità circuitali che lo renderanno senz'altro interessante ai nostri lettori tanto più che abbiamo ritenuto utile riprodurre anche gli schemi delle varie applicazioni con i dati di impiego relativi.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO

— Risposta di frequenza: lineare al ± 0,2dB da 2 a 200.000 Hz.
— Campo di tensione: 10-31,5 - 100-315 mV e 1-3,15-10-31,5 - 100-315 V fondo scala.
— Impedenza di ingresso; 10 MΩ con 20 pF in parallelo
— Precisione: migliore del 2% del fondo scala a 1000 Hz.
— Stabilità: lo strumento è protetto

(*) Il voltmetro elettrico tipo 2409 è costruito dalla Ditta danese Bruel & Kjaer, rappresentata in Italia dalla Ditta Aesse, Apparecchiature e strumenti scientifici ed elettrici, di Milano.

contro le variazioni di tensione di rete. Il 10% di variazione nella tensione di rete introduce al massimo una variazione nella lettura inferiore al 2%.

— Precisione di taratura: lo strumento è munito di un livello di tensione di riferimento da utilizzare per la taratura. Questa tensione varia meno del 0,5% per fluttuazioni della tensione di rete del ± 10%.

— Indicazioni dello strumento: un commutatore permette di scegliere tra la lettura del valore di picco, del valore di media aritmetica e del vero valore efficace.
La precisione di lettura del valore efficace è approssimata al 0,5% per segnali con fattore di cresta superiore a 5.

— Smorzamento dello strumento: sono previsti due smorzamenti nel movimento dell'indice: uno è fissato secondo lo Standard di misura per le tensioni di uscita ed uno, con alto smorzamento, che viene impiegato per la misura di segnali di bassa frequenza.

— Scale dello strumento: sono illuminate e graduate in volt da 0 a 10 e da 0 a 35,5; in dB riferiti a 1 volt (0 — 20 dB) ed in dBm riferiti ad uno zero di 0,775 V (0 — 22,5 dBm).
— Impedenza di uscita: all'incirca 50 Ω in serie con 25 μF.
— Amplificazione: 60 dB max.
— Rumore di fondo e residuo alternato: a circuito di ingresso aperto e commutatore per il massimo di amplificazione si ha l'equivalente di meno di 100 μV ai terminali di ingresso e meno di 20 μV con ingresso cortocircuitato.
— Tubi impiegati: 12AX7 (ECC83) 6AU8 (ECF82) 6X4 (E290) ed OA2.
— Alimentazione: 115-127-150-220-240 V, 40 ÷ 400 Hz. Potenza assorbita circa 28 W.
— Dimensioni: altezza 260, larghezza 180, profondità 130 mm.
— Peso: 4,5 kg circa senza imballaggio.

Fig. 1 - Curva di risposta dello strumento.

2. - LO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema semplificato di fig. 2 chiarisce l'impostazione base di funzionamento. Come si vede, allo scopo di lavorare su bassa impedenza per quanto possibile quando si introducono le attenuazioni di portata, si è utilizzato uno stadio con amplificazione catodica.

Le attenuazioni in rapporto 1 a 10 vengono eseguite così in griglia a questo primo stadio che ha una impedenza di ingresso così elevata da permettere senz'altro i 10 MΩ annunciati dalle caratteristiche dello strumento. Uno scatto del commutatore serve a collegare lo strumento alla tensione di taratura.
Una seconda attenuazione viene introdotta per i rapporti di fondo scala relativi alle portate 3-30 ecc. lavorando sulla bassa impedenza che permette lo stadio di catodo.
Segue uno stadio di amplificazione con due tubi, più ancora uno stadio di catodo necessario per alimentare con una bassa impedenza il circuito dello strumento di misura e di controreazione, non solo, ma per ottenere un'uscita su bassa impedenza per lo strumento impiegato come amplificatore.
Segue il circuito che, con tre diversi dispositivi di taratura permette le letture in valore efficace, in valore medio aritmetico ed in valore di picco.

Lo stesso commutatore che permette la scelta di una di queste letture introduce anche una capacità di adatto valore in parallelo allo strumento allo scopo di smorzarne il movimento dell'indice quando la forma d'onda del segnale da misurare sia di natura praticamente impulsiva e di bassa frequenza.
Lo schema elettrico di fig. 3 è relativamente semplice.

L'ingresso ad alta impedenza (10 MΩ) impone naturalmente degli attenuatori compensati di frequenza con una serie di capacità fisse e regolabili di piccolo valore.

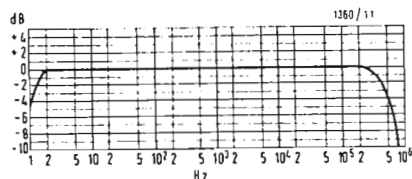
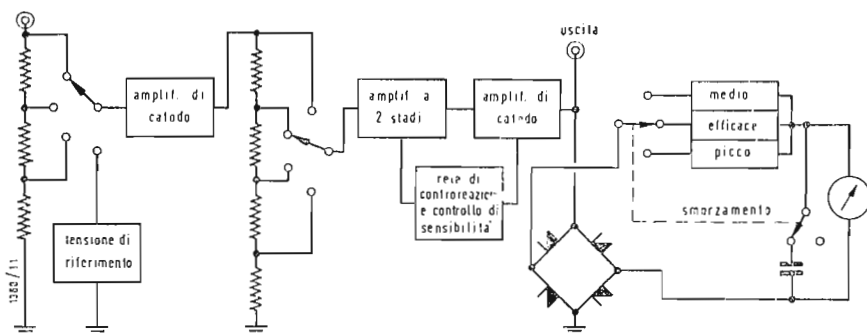
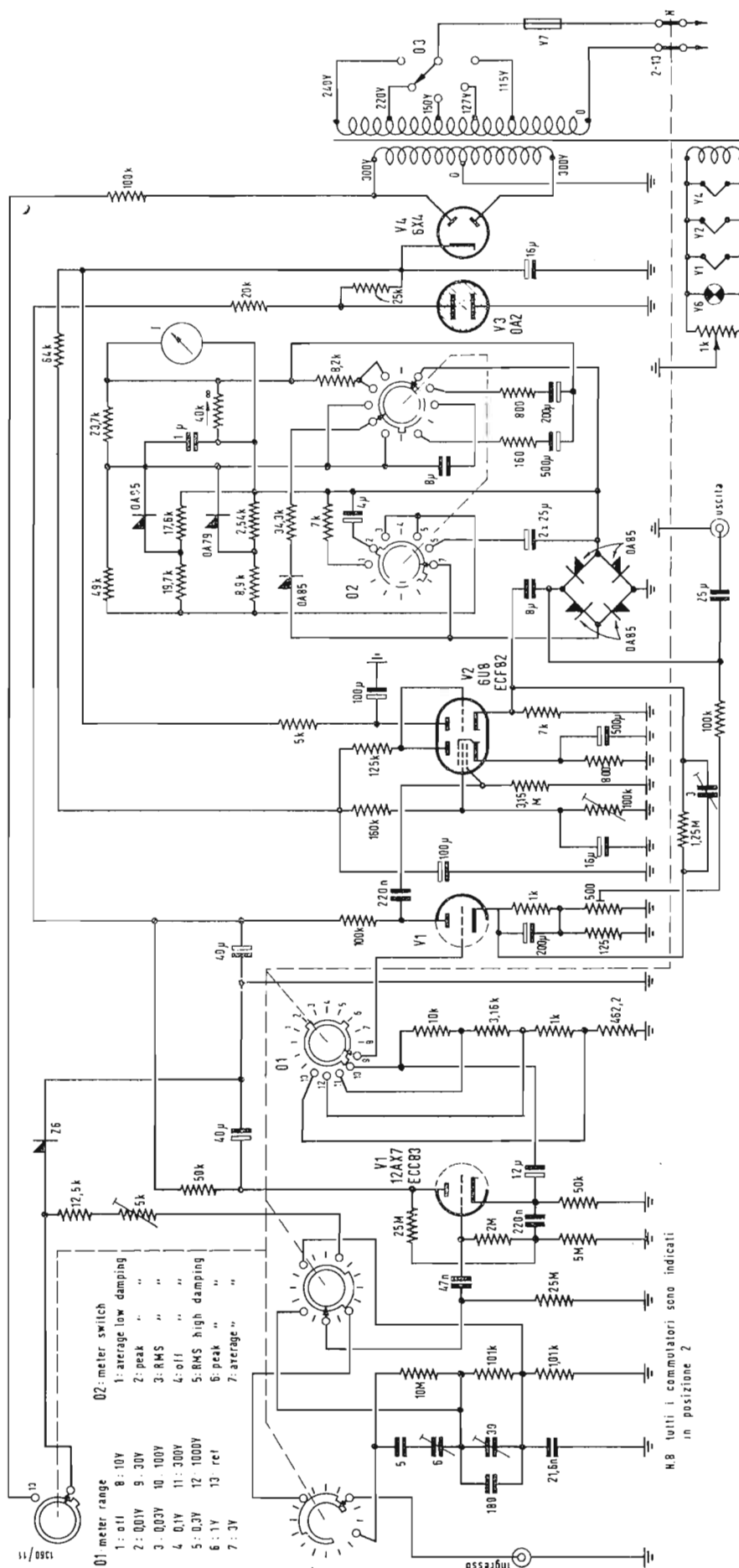



Fig. 2 - Schema semplificato «a blocchi» dello strumento.

Oltre alle tre posizioni in rapporto 1-10 100 di attenuazione una quarta prevede la taratura dello strumento mediante un livello tarato a mezzo di un diodo regolatore Q8 che stabilizza una tensione alternata a 50 Hz prelevata da uno degli avvolgimenti di alta tensione del trasformatore di alimentazione. Dal diodo un partitore con l'armatura superiore regolabile con una resistenza da 5 kΩ permette di fissare una volta per tutte il livello di taratura all'atto del collaudo.

Il potenziamento da 500 Ω sul catodo del triodo della ECC83 permette invece di tarare l'amplificazione dello strumento e per conseguenza l'indicazione del fondo scala.

Allo scopo di non influenzare la taratura del partitore con il circuito di ingresso, il primo triodo della ECC83 amplifica di catodo con forte resistenza di griglia. Un partitore 25 MΩ ÷ 5 MΩ dalla placca alla griglia controllo corregge l'eccesso di negativo di griglia provocato dai 50 kΩ di resistenza di catodo.

Il partitore di attenuazione disposto in parallelo a questi 50 kΩ di catodo è alimentato con 12 μF di condensatore di accoppiamento. La massima impedenza che si ha così in griglia alla seconda sezione della 12AX7 è di circa 3 kΩ. La frequenza massima di lavoro è comunque di soli 200 kHz e questo giustifica anche i 100 kΩ di carico anodico del primo triodo, allo scopo di permettere il massimo guadagno e quindi il massimo di controreazione; il carico catodico è parzialmente bypassato da un elettrolitico da ben 200 μF.

Il pentodo della ECF82 che segue, lavora esso pure con un discreto carico anodico (125 kΩ) e con una resistenza di fuga di griglia di ben 2,15 MΩ.

Questo carico con i 220 μF di accoppiamento dalla placca precedente permette l'amplificazione del limite inferiore di banda: i 2 Hz.

Sempre per assicurare questo limite, il catodo è stato bypassato con addirittura 500 μF.

Dalla placca del pentodo alla griglia dell'amplificatore di catodo successivo, costituito dal triodo della ECF82, il collegamento è diretto sempre per favorire la resa sul limite inferiore di banda.

Si tratta di un limite più che rispettabile per il quale è stato stabilito a parte un collegamento di controreazione dal catodo della ECF82 sezione triodo al catodo della seconda sezione della EC C83.

Sono escluse in questo modo le rotazioni di fase che potrebbe introdurre il condensatore da 8 μF di accoppia-

Fig. 3 - Schema elettrico dello strumento.

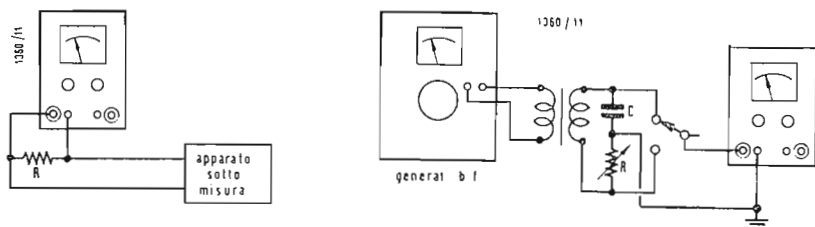



Fig. 5 - Disposizione di circuito per la misura della corrente alternata in un apparato.

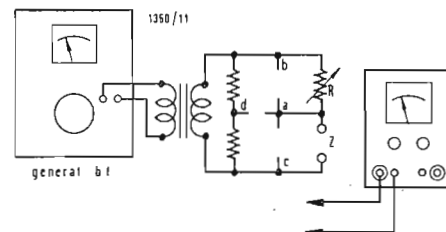



Fig. 6-7 - Disposizioni di circuito per la misura della reattanza e del relativo angolo di fase.

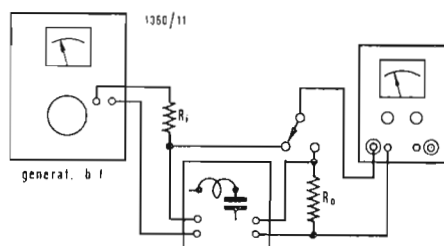



Fig. 8 - Misura dell'amplificazione e della risposta di frequenza di amplificatori filtri ecc.

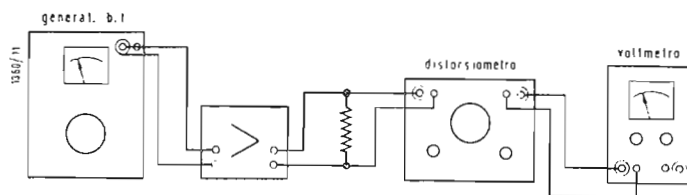



Fig. 9 - Disposizione di misura per il controllo della distorsione.

mento al ponte di diodi che alimenta lo strumento a bobina mobile.

Il condensatore infatti viene inserito solo in un secondo circuito derivato di controreazione che come già abbiamo visto viene utilizzato per ritoccare l'amplificazione e quindi il fondo scala dello strumento.

Con il piccolo compensatore da 3 pF in parallelo all'altro ramo è evidente mente possibile ritoccare l'estremo superiore della banda amplificata. Ai capi del ponte di diodi, lato corrente continua, è disposto il circuito di alimentazione dello strumento.

Come si vede si tratta di una rete di condensatori e resistenze che hanno il compito di smorzare convenientemente lo strumento regolandone la sensibilità in modo da permettere la lettura di un valore medio artimetico, di un valore efficace e di un valore di cresta. Ai capi del circuito del ponte di diodi, lato corrente alternata, è invece disposto il circuito di uscita, utilissimo per l'esame oscilloscopico, che viene disaccoppiato come corrente continua con un condensatore da 25 μF.

L'alimentazione dello strumento non presenta elementi di rilievo. Un tubo al neon stabilizzatore tipo OA2 fornisce l'alimentazione ai primi due stadi, mentre gli ultimi due ricevono l'anodica direttamente dal catodo della 6X4.

Per ridurre a valore trascurabile il rumore di fondo ai capi dell'avvolgimento di accensione dei tubi, è stato disposto un potenziometro da 1 kΩ con il cursore collegato a massa. La posizione di quest'ultimo va regolata per il minimo rumore di fondo.

Come ogni apparecchiatura professionale che si rispetti il primario dello strumento è munito di un doppio interruttore, comandato dall'attenuatore di entrata, e di fusibile. Lo strumento è inoltre munito di cambiatensioni.

In fig. 4 è riportata la curva di risposta dello strumento; essa è lineare ± 0,2 dB dai 2 ai 200.000 Hz.

3. - APPLICAZIONI

La fig. 5 mostra come può venir misurata la corrente alternata di alimentazione di un apparato, semplicemente rilevando la caduta di tensione che si localizza ai capi di una resistenza di dato valore disposta in serie al circuito di alimentazione.

In fig. 6 è invece riportata una disposizione per la misura della reattanza. Alimentando con un circuito bilanciato, con una tensione prelevata da un apposito generatore, ad esempio la capacità C, da misurare con in serie una scatola di resistenze R, il voltmetro potrà leggere la tensione ai capi dei due circuiti e con buona approssimazione, in grazie anche della sua elevata impedenza di ingresso.

Si regolerà per tentativi la R, fino a che la tensione ai capi della R e della C sia praticamente eguale.

In queste condizioni la R è uguale alla reattanza

$$X = \frac{1}{\omega C}$$

o ωi a seconda che si tratti rispettivamente di una capacità o di una induttanza. Da queste relazioni s ricava:

$$C = \frac{1}{\omega X}$$

$$L = \frac{\omega}{R}$$

Per la misura dell'angolo di fase si ricorre alla disposizione della fig. 7. Il modulo dell'impedenza viene misurato col sistema di cui sopra, mentre l'angolo φ di sposamento viene fornito dall'espressione:

$$\text{tg } \varphi/2 = \frac{Va - d}{Ve - d}$$

Sono quindi sufficienti due sole letture di tensione a permettere il rilievo dello sfasamento misurando la tensione tra i punti $a - d$ e $b - d$. In fig. 8 è invece indicata la disposizione schematica da impiegare per il rilievo di precisione della curva di risposta e dell'amplificazione di un apparato amplificatore o di un filtro.

Con R_0 è indicata la resistenza di chiusura del complesso mentre con R_i si indica la resistenza di adattamento di ingresso. Solitamente infatti il generatore fornisce un'uscita su di un'impedenza molto bassa di 50 o 10 Ω e l'adattamento viene molto comodamente realizzato disponendo in serie al circuito una resistenza antinduttiva di opportuno valore.

La misura ripetuta un certo numero

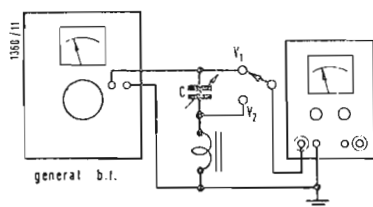



Fig. 10 - Misure del fattore di merito Q di un'induttanza.

di volte in corrispondenza di un dato numero di frequenze permette il rilievo della curva di risposta dell'apparato.

L'apparecchio può venir impiegato pure come amplificatore tarato a larga banda con 60 dB di amplificazione. Allo scopo l'amplificazione può venir ritoccata agendo sul comando di controreazione fino a raggiungere un'amplificazione esattamente di 1000. Una volta utilizzato come amplificatore lo strumento può venir tarato di nuovo al corretto valore fondo scala agendo sulla posizione di taratura e ritoccando al solito il comando di controreazione.

In fig. 9 è indicato l'impiego del nostro voltmetro amplificato per la misura della distorsione quale strumento ausiliario del voltmetro selettivo o del misuratore di distorsione totale.

L'elevata impedenza di ingresso del voltmetro fà si che si possa anche eseguire con relativa facilità una misura di Q.

Sarà sufficiente, sulla scorta delle indicazioni di circuito fornite dalla fig. 10, introdurre un condensatore variabile di ridottissime perdite in serie all'induttanza da misurare ed accordarla in sintonia sulla frequenza desiderata fornita dal generatore.

Ciò fatto si misurano le due tensioni V_1 e V_2 e dal rapporto delle due si ricava:

$$Q = \frac{V_1}{V_2}$$

relazione che vale però solo per

$$Q \cdot \frac{1}{\omega C} < 10\ \text{M}\Omega.$$

Fig. 11 - Segnale periodico con indicazione del valore di punta, efficace e medio della tensione.

4. - ALCUNI DATI SUL VALORE MEDIO, EFFICACE E DI PUNTI DEL SEGNALE MISURATO

Con riferimento al diagramma di fig. 11 il valore medio aritmetico di un segnale alternato è definito così:

$$\frac{1}{T} \int_0^T [e(t)]\, dt$$

ove T è il periodo del segnale.

Il valore efficace è invece definito dalla espressione:

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [e(t)]^2\, dt}$$

esso è anche detto valore quadratico medio e viene indicato degli anglosassoni con le sigle r.m.s. (root mean square).

È infinire possibile con qualche accorgimento misurare anche il valore di punta o di picco del segnale.

Il fatto di poter misurare tutti e tre questi valori con il voltmetro permette ad esempio di ricavare i valori di correzione per altri volmetri.

In particolare la misura del valore di picco ha notevole importanza quando si studino gli effetti di limitazione introdotti da componenti elettronici non lineari.

Dai tre valori annunciati qui sopra, è possibile comunque ricavare:

il fattore di cresta:

$$f_c = \frac{V \text{ di punta}}{V \text{ efficace}}$$

il fattore di forma:

$$f_t = \frac{V \text{ efficace}}{V \text{ medi}}$$

Da queste espressione è facile ricavare che il fattore di cresta di una serie di impulsi periodici sarà molto elevato mentre il fattore di cresta ed il fattore di forma di un'onda perfettamente quadra sono entrambi uguali a 1.

Attraverso alla conoscenza dei fattori di forma e di cresta è quindi possibile farsi un'idea dell'andamento della forma d'onda del segnale in esame. *A*

Riscaldatore verticale elettronico ad alta frequenza da 30 kW

La FIAT ha prodotto un riscaldatore verticale elettronico (tipo REV) la cui potenza resa in alta frequenza è di 30 kW; l'apparecchio è stato realizzato per eseguire cicli di tempra a programma di particolari cilindrici di considerevole lunghezza. Esso permette di eseguire con cicli completamente automatici operazioni di tempra su tutta la lunghezza, o soltanto su determinati tratti del particolare.

Tutte le apparecchiature elettriche ed elettroniche ed i relativi comandi sono incorporati nella macchina; dispositivi elettrici di sicurezza sezionano tutto il complesso in caso di apertura delle porte. Il particolare da temperare (lunghezza max 600 mm) viene bloccato in posizione verticale fra le due contropunte registrabili. L'induttore e la relativa « doccia » vengono a trovarsi in posizione tale da interessare la zona del particolare che si vuole temperare, il quale è mantenuto in rotazione intorno al suo asse da apposito motoriduttore.

L'idea del progresso compiuto in questa applicazione è data dal confronto del sistema ora descritto, in cui tutto il ciclo si svolge automaticamente, con i sistemi in vigore ancora pochi anni fa, con muffole di riscaldo e tempera in vasca.

(p.n.i.)

Il Flussometro Ruhstrat tipo HSF*

Nella moderna tecnica delle misure il galvanometro balistico ha ceduto il posto al flussometro laddove è richiesta la determinazione di picchi di tensione, di flussi magnetici e di microtempi, ecc. Non sempre il galvanometro balistico è inseribile in un circuito di misura quale strumento indicatore: la sua sensibilità dipende dall'entità dello smorzamento in funzione della resistenza usata. Il galvanometro presuppone una taratura balistica con una resistenza pari a quella usata R_m. Negli strumenti balistici ad altissima sensibilità, con sospensione a coppia particolarmente piccola, vi è sempre il pericolo della sproporzionalità della scala. Donde la necessità di tarare a diversi angoli di deviazione, con conseguente non trascurabile perdita di tempo. Infine l'entità del picco di tensione è misurabile con precisione solo se la sua durata è molto breve rispetto all'elongazione propria T_0 del galvanometro.

Il flussometro risolve in modo assai brillante tutte queste limitazioni: si inserisce nel circuito di misura come fosse un galvanometro a specchio a bobina mobile, ne ha altresì l'esecuzione costruttiva; la resistenza limite esterna è però molto grande, la reazione della sospensione e l'inerzia della bobina mobile sono esigue, lo smorzamento trascurabile, non vi è nessun dispositivo di smorzamento per corto circuito.

Particolare l'impiego del flussometro assieme al regolatore di sensibilità, per misure di picchi di tensione, di induttanze e di mutue induttanze, di variazioni di correnti, di flussi magnetici. Ulteriori applicazioni sono il controllo di magneti e le determinazioni flussometriche con volmetro magnetico Rogowski-Steinhans, le misure di picchi di corrente (correnti di scarica di condensatori), di capacità e di microtempi. *(s. b.)*

* Il flussometro tipo HSF è costruito dalla Ruhstrat, rappresentata in Italia dalla Ditta Dr. Ing. S. Barletta - Apparecchi Scientifici - di Milano.

Lettore riproduttore di schede marcate a mano

Può far comodo, per certi lavori meccanografici, fare a meno della macchina perforatrice a tastiera per preparare le schede perforate di partenza. Si può allora ricorrere utilmente all'impiego del lettore-riproduttore Remington-5020 di schede marcate a mano che viene pertanto, a colmare un'altra lacuna in campo meccanografico.

Le schede di cui ci si serve hanno dimensioni normali; devono essere però in cartoncino manila (o, se colorate, a tinta leggera) e debbono essere stampate con inchiostri a tonalità pastello non di colore nero: al nero è sensibile la cellula fotoelettrica del lettore-riproduttore.

I dati vengono marcati a mano in nero, o ricalcando le cifre già stampagliate sulle schede o, semplicemente segnalandone con un punto, una croce o qualsiasi altro segno. Nella macchina, tali segni, vengono esplorati foto-elettricamente e riportati sulla stessa scheda con perforazione in codice.

Le schede possono avere da un minimo di 20 colonne di marcature e 20 di perforazioni ad un massimo di 40 colonne di marcatura e 90 di perforazione. Anche se il campo massimo delle colonne di perforazione invade quello delle colonne di marcatura, non si hanno sovrapposizioni di sorta, poichè le perforazioni cadono fra le interlinee dei rettangolini di marcatura.

La velocità di lettura e perforazione (9000 schede-forate) non subisce variazioni col numero delle colonne in gioco. La perforazione avviene col sistema a blocco. Consumo dell'apparecchio: 750 W. *(i.s.)*

In produzione il primo pannello elettroluminescente

La Westinghouse Electric Corporation ha iniziato la produzione di un piccolo pannello luminescente o lampada piatta, in grado di assicurare una tenue luce notturna con un modestissimo consumo di elettricità.

La lampada consta di un pannello di fosforo coperto da una lastra di vetro e incorniciato da un telaio di materiale plastico, recante sul retro una spina per l'inserimento in una comune presa dell'impianto elettrico. L'ermeticità della lampada piatta è tale da consentire il suo impiego anche in ambienti umidi e caldi senza alcun danno per lo strato di fosforo luminescente o la minima variazione della luce emessa.

Il consumo del pannello non supera i 5 milliwatt/ora e la sua durata è di 10.000 ore, cioè di un intero anno se tenuto sempre acceso.

Si ritiene che il suo impiego sarà particolarmente utile nell'illuminazione dei corridoi delle cliniche e delle stanze dei bambini, dato che consente una sufficiente visibilità.

Pur essendo di caratteristiche modeste, il nuovo ritrovato consentirà tra non molti anni di eliminare completamente l'uso delle lampade ad incandescenza o dei tubi fluorescenti. Infatti, la nuova fonte luminosa permetterà di illuminare l'interno degli uffici, dei negozi e delle case con una maggiore uniformità ed i pannelli potranno essere vantaggiosamente inseriti nei soffitti e nelle pareti. Inoltre, i pannelli di fosforo potranno consentire a parità di luce un considerevole risparmio di corrente elettrica a non surriscalderanno gli ambienti come le lampade ordinarie. *(n.s.)*

I criteri di lavoro del comitato nazionale per la fisica del CNR

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, di cui è Presidente il Prof. Francesco Giordani, per esplicare le proprie funzioni, annovera, quali organi fondamentali, sette comitati nazionali di consulenza che comprendono le seguenti scienze: matematica; fisica; chimica; ingegneria; biologia e medicina; agricoltura e zootecnia; geografia, geologia e mineralogia.

I singoli comitati nazionali esaminano le questioni del CNR, studiano i programmi di ricerca e propongono l'assegnazione di contributi finanziari ad enti o istituti e quella di assegni di ricerca a singoli scienziati, studiosi e ricercatori per l'attuazione di determinati programmi di studio, di ricerca o di speciali iniziative.

In rapporto a quanto sopra, è di particolare interesse, per gli evidenti riflessi sull'attività nazionale dei vari settori, conoscere da quali orientamenti e verso quali finalità sia stato guidato – nel regolamentare quadriennio di durata 1956-59 – il lavoro dei vari comitati.

La prima relazione in tal senso, che qui di seguito viene pubblicata si riferisce all'attività del comitato nazionale per la fisica ed è dovuta al suo stesso presidente: Prof. Eligio Perucca.

Il comitato nazionale per la fisica (CNF), che si occupa anche di questioni relative alla geofisica e all'astronomia, si è attenuto sia all'indirizzo generale delle attività del Consiglio Nazionale delle Ricerche (CNR) quali sono indicate dallo statuto di questo ente, sia alle direttive stabilite dalla presidenza.

Da ciò le evidenti anlogie tra la sua opera e quella dei comitati paralleli.

Nell'ambito del CNF sono attualmente i seguenti Istituti e Centri di ricerca:

— l'Istituto nazionale di ultracustica « O. M. Corbino , avente sede nello stesso fabbricato del CNR a Roma;

— il Centro di studio per l'astrofisica, articolato nelle tre sezioni di Firenze (Arcetri: fisica solare), Milano (Merate, fotometria astronomica e planetaria), Padova (Asiago: astronomia stellare).

— il Centro di studio per l'elettrofisica (Torino, Università e Istituto elettrotecnico nazionale « Galileo Ferraris »);

— il Centro di studio per la fisica delle microonde (Firenze, Università), che persegue due indirizzi diversi: l'uno ha carattere prevalentemente tecnico, documentato in particolare dai vari contratti appoggiati a tale Centro dalle forze armate U. S. A. e questo indirizzo lega questo centro piuttosto al Comitato naz. per l'ingegneria del CNR; l'altro indirizzo di studi ha carattere squisitamente fisico collegato ad es. all'impiego di attrezzature a microonde per ricerche nucleari.

Intorno al 1952 aveva anche preso corpo in seno al CNR l'Istituto nazionale di fisica nucleare, nato dalla fusione di centri affini; ma, creatosi subito dopo il comitato nazionale di ricerche nucleari, detto Istituto assumeva subito il compito di Istituto per la ricerca connesso a tale nuovo ente.

In questi ultimi anni è stato fermo indirizzo della presidenza del CNR di procedere con molta prudenza nell'estendere il numero dei centri di studio e il CNF si è attenuato strettamente a questo indirizzo considerando più agevole l'appoggio a ricerche specifiche sottoposte caso per caso all'esame del comitato, piuttosto che il consolidamento rigido che accompagna gli istituti ed i centri.

Nell'ambito del CNF operano talune commissioni di studio di carattere nazionale. Esse sono le seguenti:

1. Commissione italiana di metrologia
2. Commissione italiana per l'astronomia
3. Commissione italiana di fisica pura ed applicata
4. Commissione italiana di ottica
5. Commissione italiana per l'illuminazione
6. Commissione italiana per la geodesia e la geofisica
7. Commissione italiana per l'anno geofisico internazionale
8. Commissione italiana della unione radio scientifica internazionale « U.R.S.I. ».

Quest'ultima interessa il CNF per i suoi fondamenti scientifici ed interessa, diremmo in modo prevalente, il comitato nazionale di ingegneria per i suoi riflessi pratici.

Da sottolineare tra l'opera di queste commissioni il lento, ma conclusivo lavoro della commissione italiana di metrologia che ha condotto alla edizione 1954 delle tabelle delle « Unita fisiche fondamentali, principali e derivate »; queste tabelle costituiscono l'affermazione generalizzata del sistema, ormai detto internazionale, M.K.S.A. °K cd. Premesse chiarificatrici di impostazione, precisione e semplicità di sviluppo, priorità assoluta a lavori analoghi in corso sia presso altre Nazioni sia presso la Internazional Standards Organisation, l'avanzare incontrastato in campo mondiale del sistema unico M.K.S.A. °K cd., non hanno evitato che il lavoro poi stagnasse da anni, ora per qualche coraggiosa ma logica, semplice e del tutto formale innovazione, ora per l'inerzia (talvolta giustificata, ma talvolta eccessiva) nel seguire innovazioni troppo a contatto con la vita giornaliera (nelle botteghe di Parigi si contratta ancora a libbre). Non vi è dubbio che un'affermazione nazionale del lavoro compiuto con estremo scrupolo e con alta competenza dalla commissione italiana di metrologia non può trarsi che dall'interessamento e dall'intervento legislativo in materia, sia da parte del ministero dell'industria, sia da parte dal ministero della pubblica istruzione.

È poi da sottolineare l'ampio e intenso lavoro di coordinamento per le ricerche relative all'Anno Geofisico Internazionale (AGI), svolte nel 1957-58-59 dalla commissione italiana per l'AGI.

Il CNF ha partecipato in modo particolare all'opera della commissione e si è lieti di constatare che il contributo italiano ai lavori dell'AGI, sebbene drasticamente contenuti dalla esiguità dei mezzi disponibili rispetto a quelli di cui fruirono i comitati analoghi di molte altre nazioni, può considerarsi atto a far figurare onorevolmente l'Italia nel consesso internazionale. Al CNR spetta il merito di aver fatto da ente propulsore per la parte esecutiva dei lavori.

L'attività delle altre commissioni si impernia sulla partecipazione ai lavori delle unioni internazionali delle scienze omologhe, unioni internazionali nelle quali la commissione del CNR costituisce il comitato italiano.

Questi lavori, di carattere prevalentemente internazionale, consistono sia nella partecipazione ufficiale alle assemblee generali delle varie unioni ed ivi portano la voce dell'Italia, sia nella organizzazione di quelle assemblee e di quei convegni e congressi che si svolgessero in Italia, sia infine nel coordinamento per la partecipazione dell'Italia ai convegni scientifici che si svolgono all'estero.

Molto lunga sarebbe la lista della *partecipazioni degli studiosi italiani a convegni scientifici esteri*, partecipazione resasi possibile ai contributi finanziari accordati dal CNF. Eppure la lista è stata fortemente contenuta seguendo con rigore il criterio di accordare i contributi soltanto a studiosi ben qualificati e quando fosse comprovata la loro partecipazione attiva ai lavori del convegno.

Hanno poi finalità di carattere generali i contributi che il comitato, come d'altronde ogni altro comitato del CNR, dà alla *stampa scientifica*.

Per l'evidente necessità di avere un limite alla concessione di questi contributi la quale altrimenti straripcrebbe facilmente, è stata norma costante per il CNF di accordare il contributo soltanto per pubblicazioni scientifiche di riconosciuto valore nazionale e di evidente scarso valore commerciale.

L'insieme dei contributi può dividersi in due gruppi: del primo gruppo sono i contributi annuali, e in certo modo consolidali, per la stampa scientifica periodica e se ne giovano l'*Alta frequenza*, le *Memorie della Società astronomica italiana* e la rivista di alta sintesi *Scientia*.

Merita una segnalazione separata il notevole contributo finanziario che da anni viene accordato al *Nuovo Cimento*; tale contributo ha portato il *Nuovo Cimento* al rango universalmente riconosciuto di giornale di fisica internazionale dei più noti e apprezzati.

Il secondo gruppo di contributi non ha carattere ripetitivo; esso viene accordato o in appoggio finanziario per le pubblicazioni che raccolgono le relazioni scientifiche di convegni, simposi, congressi a carattere almeno nazionale, pubblicazioni che costituiscono sempre per il loro ristretto mercato un pesante onere per gli organizzatori della riunione, eppur di quest'ultima costituiscono il documento più durevole ed utile; oppure viene accordato per specifiche pubblicazioni di alto valore scientifico, le quali appunto per questo, e per la ristretta diffusione del libro in lingua italiana, non possono incoraggiare nessun editore, nemmeno il più coraggioso.

E veniamo ora agli aiuti che il CNF ha concesso a favore di *determinate ricerche scientifiche*. Queste ultime, se relative alle scienze del nostro comitato, se pur contenute nei limiti delle possibilità di uomini e di mezzi di base di cui possono valersi i nostri istituti

Nel licenziare per la stampa l'ultimo fascicolo del 1959 di questa nostra Rivista, non possiamo fare a meno di ricordare Umberto Quintavalle, ingegnere, cavaliere del lavoro, vice-presidente della «Magneti Marelli», strappato atrocemente all'affetto dei Suoi famigliari, al suo lavoro, alle industrie alle quali era legato da profondi vincoli e che aveva attivamente contribuito a creare e a sviluppare.

1919: Magneti Marelli; 1924: Industria Composizioni Stampate; 1929: Radiomarelli; 1932: Fabbrica Italiana Valvole Radioelettriche; sono le luminose tappe di una vita intensamente vissuta.

Al fratello, ingegnere Bruno Antonio Quintavalle, ai famigliari, la Direzione di «l'antenna» rinnova le espressioni più vive di umano cordoglio.

di ricerca, e si tratta quasi di tutti i nostri istituti universitari, sono sempre sensibilmente onerose. Sì che l'intervento del comitato si è edovuto limitare a pochi casi e accuratamente vagliati.

Il contributo viene accordato in sostanza per l'acquisto di attrezzature sperimentali specifiche destinate a ricerche in atto o in avanzata progettazione. Può affermarsi che in questo modo l'intervento del CNR ha dotato quasi tutte le università italiane di attrezzature, spesso molto costose, e di regola più specifiche di quanto non si sia potuto fare mediante i benemeriti periodici interventi del ministero della pubblica istruzione o mediante i preziosi piani E.R.P., M.P.A., succedutisi in questi anni e tutti convergenti verso il comune scopo di alleviare la ben nota povertà dei nostri Istituti di ricerca. La non eccessiva suddivisione dei fondi disponibili tra i moti richiedenti, se ha costituito un pesante compito per il comitato, permette di asserire che di regola il contributo da questo ultimo accordato ha dato la possibilità immediata di acquisto di apparecchiature il cui costo non avrebbe potuto essere sopportato dalle dotazioni normali.

Sono poi da indicare i numerosi contributi dati dal CNR per lo svolgimento di notevoli campagne geodetiche, geofisiche, astronomiche, organizzate con ampia visione da vari istituti universitari (Bari, Bologna, Milano, Padova, Trieste).

È da notare anche che gli istituti e i centri sopra indicati sono bensì dotati di assegni stabili annui necessari per personale e acquisti di base, ma questi assegni sono stati sempre tenuti, dal CNF, in limiti moderati perchè si è ritenuto preferibile venire loro incontro su richieste di acquisti specifici, anzichè bloccare in modo permanente e aprioristico una parte troppo sensibile del bilancio del comitato. Però le dotazioni consolidate sono pur sempre notevoli rispetto a quelle che mediamente sono poste a disposizione dei singoli istituti universitari. E gli aiuti extra dotazione dati a quell'istituto e a quei centri, sono stati non sporadici e non lievi. Ricorderemo soltanto, ad es., il finanziamento che ha reso possibile la costruzione della montatura per il telescopio Schmidt a Campo Imperatore.

È noto quanto grande sia l'impulso dato dal CNR alle *borse di studio*, siano quelle nazionali, siano quelle da fruire all'estero; proprio in questi ultimi anni l'autorità e il numero di queste borse sono fortemente aumentati e lo scrivente pensa di aver contribuito non poco a questo progresso. Eppure nel caso del suo comitato, in special modo per la fisica, il *problema dei ricercatori*, e più genericamente quello degli uomini, diviene scottante.

La richiesta imperativa delle industrie, che hanno bisogno di personale qualificato per la ricerca applicata e le realizzazioni pratiche connesse con la utilizzazione pacifica dell'energia nucleare, ha creato un tale assorbimento di giovani ricercatori allettati da condizioni economiche magnifiche ma a noi precluse, da aver superato quei limiti entro i quali è stato sempre considerato un onore e un compito della Università il provvedere alle richieste della nazione; ora si giunge al depauperamento degli istituti di ricerca universitaria cioè del vivaio dei giovani studiosi. Il problema dei ricercatori ha fatto oggetto talvolta precipuo delle discussioni svoltesi nelle riunioni di comitato di quest'anno e sebbene un primo passo esecutivo sia in corso con l'istituzione a carico del CNF di vari nuovi posti di studio, il problema è ben arduo e non può considerarsi avviato verso una vicina soluzione.

Appare più prossima a maturare nella sede del ministero della pubblica istruzione l'istituzione di un ruolo di periti tecnici superiori, categoria ancora mancante nei nostri istituti universitari. Il nostro comitato ha dato un plauso unanime a questa iniziativa ministeriale dalla quale molti si attendono i laboratori di ricerca sperimentale, in particolare quelli di fisica sperimentale perchè sono questi in special modo a doversi valere di numerose svariate complesse attrezzature per le quali non risulta opportuno né affidare la condotta al tecnico attuale (tranne qualche felice eccezione) né al ricercatore. (*i.s.*)

Il premio Vallauri assegnato al prof. Carrara

Nell'intento di onorare la memoria di Giancarlo Vallauri, il Salone Internazionale della Tecnica ha costituito presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale «Galileo Ferraris» in Torino un fondo denominato «Salone internazionale della Tecnica in memoria di Giancarlo Vallauri» mettendo a disposizione annualmente la somma di cinque milioni di lire.

Il fondo viene utilizzato per uno o più premi di carattere nazionale intitolati a Giancarlo Vallauri, o per altre iniziative di particolare rilievo, anche esso di interessa nazionale e nel nome dell'insigne Maestro, con lo scopo di incoraggiare e di promuovere lo sviluppo scientifico, didattico e tecnico dell'elettrotecnica in una qualunque delle varie branche.

Per l'anno 1959, il Premio è stato assegnato al Prof. Dott. Nello Carrara, Presidente del Consiglio direttico e Direttore del Centro di studio per la fisica delle microonde del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Il Prof. Dott. Nello Carrara, nato nel 1900, laureato in fisica dall'Università di Pisa nel 1921 dal 1924 professore di ruolo di fisica sperimentale presso l'Accademia Navale di Livorno, libero docente in radiocomunicazioni nel 1935, ha coperto incarichi di insegnamento di fisica sperimentale presso l'Università di Pisa; di fisica sperimentale e di fisica teorica presso l'Università di Bari; ha tenuto per incarico la direzione dell'Istituto di fisica dell'Università di Pisa; dal 1947 è Direttore del Centro di studio per la fisica delle microonde del C. N. R. Ordinario di onde elettromagnetiche presso l'Università di Firenze, dal 1954 è Medaglia d'argento di prima classe della Marina, premio Righi dell'A. E. I.

La sua attività estremamente vasta, riguarda studi sui generatori ricevitori e circuiti in genere per le onde ultracorte sulla teoria della rettificazione mediante diodi sulla teoria dei magnetron, sul concetto di resistenza negativa e sulla teoria del funzionamento degli oscillatori non lineari sulla teoria della propagazione delle onde elettromagnetiche, sui circuiti di misura alle alte frequenze, sulla tecnica del radar, oltre ad altri pregevoli lavori in importanza fondamentale in questo campo delle scienze. (*i.s.*)

dott. ing. Paolo Quercia

Applicazioni dei diodi a cristallo a bassa impedenza nei sintonizzatori per TV*

I progressi della tecnica odierna lasciano impronte sempre più profonde. I semiconduttori hanno trovato recentemente applicazione in circuiti automatici di regolazione della frequenza di oscillatori locali e nei circuiti di sintonia a distanza dei ricevitori di TV.

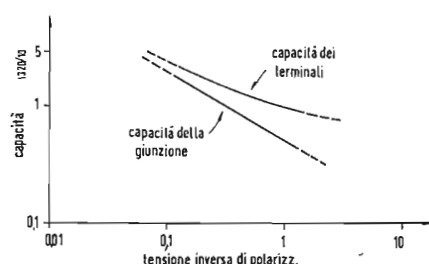



Fig. 1 - Capacità in funzione della tensione di polarizzazione per un diodo D 1114.

Fig. 2 - Sensibilità dell'oscillatore con accordo a comando di tensione.

L'USO DI DIODI al germanio ad impedenza molto bassa come capacità variabile con la tensione sta diventando molto diffuso nei «tuner» dei nuovi televisori. In questo articolo, sono riportati i dati concernenti la variazione della capacità dei diodi con la tensione di polarizzazione, e si discutono le particolarità dei circuiti risonanti che applicano tali diodi a capacità variabile, adottati nei circuiti di accordo fine per televisori, controllo automatico di frequenza FM, e controllo di frequenza per televisione.

1. - SIMBOLI USATI

a = Superficie di giunzione; V = Tensione applicata; ϱ = Resistività; μ = Mobilità; E_0 = Permittività di spazio libero; k = Permettività relativa; W_j = Ampiezza della giunzione; C_j = Capacità di giunzione; K = Costante A; L_w = Induttanza del baffo; r_b = Resistenza di base; R_j = Resistenza inversa della giunzione; C_p = Capacità dell'involucro; F = Frequenza; S = Sensibilità di frequenza; C_d = Capacità totale del diodo; C_c = Capacità di accoppiamento; C_t = Capacità totale del circuito; X_j = Reattanza della giunzione; r_s = Resistenza dell'induttanza in serie; L = Induttanza (circuito); φ = Fattore di qualità; w = Frequenza angolare (radianti per secondo); X_L = Reattanza induttiva; AFC = Controllo automatico di frequenza; F_{if} = Frequenza intermedia; F_{lo} = Frequenza dell'oscillatore locale; F_{sig} = Frequenza del segnale; A = Sensibilità senza controreazione; A' = Sensibilità con controreazione; B = Sensibilità della rete di controreazione; UHF = Ultra High Frequencies; VHF = Very High Frequencies; t = Costante di tempo.

2. - GENERALITA'

Un diodo semiconduttore, quando è polarizzato inversamente, agisce come una capacità shuntata da una resistenza. Per una giunzione, la resistenza in parallelo è generalmente costante e di valore elevato in una ampia zona di tensione.

La capacità della giunzione varia inversamente alla radice quadrata della tensione applicata. E, con una tensione di polarizzazione costante, la capacità della giunzione sarà relativamente insensibile alle variazioni di temperatura, perchè gli effetti delle variazioni della resistività e mobilità con la temperatura tendono ad annullarsi. Circuiti accordati LC ed RC possono essere facilmente costruiti usando un elemento a giunzione in unione con una resistenza esterna o con una induttanza. I diodi Sylvania VLI tipo a punta funzionano analogamente a quelli a giunzione.

La fig. 1 mostra una tipica curva di capacità di giunzione e la capacità dei terminali del diodo in funzione della tensione di polarizzazione inversa per un diodo VLI.

Questi valori sono stati misurati mediante uno strumento Boonton tipo 250RX a 1 MHz.

3. - CONSIDERAZIONI SUL CIRCUITO

3.1. - Sensibilità del controllo di Frequenza dei circuiti accordati con diodi

Quando un diodo polarizzato inversamente viene usato insieme con una induttanza (vedi fig. 2), si ottiene un circuito risonante ad accordo variabile con la tensione. Si può ottenere una espressione per la sensibilità di frequenza (variazione di frequenza per unità di tensione):

$$S = \frac{F}{V} = \frac{F}{V} \left(\frac{1}{1 + C_d/C_c}\right) \qquad (1)$$

dove:

S = sensibilità di frequenza; F = fre-

(*) PALMER, W. F. e RICE, D. H. del Semiconductor-Engineering Laboratory, Sylvania Electric Products Inc.

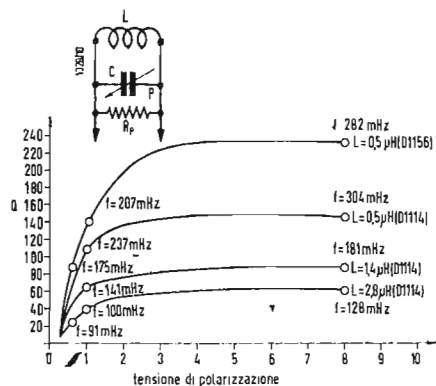



Fig. 3 - Andamento del Q del circuito con un diodo D 1114 e D 1156 in funzione della tensione di polarizzazione.

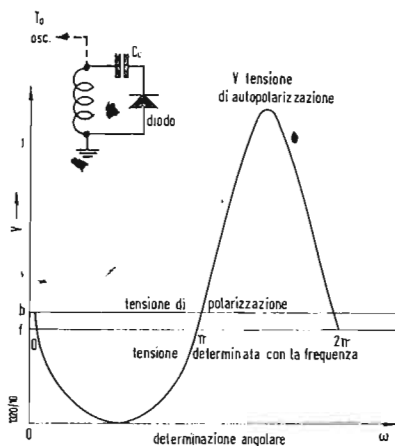



Fig. 4 - Curva della tensione nel diodo con autopolarizzazione.

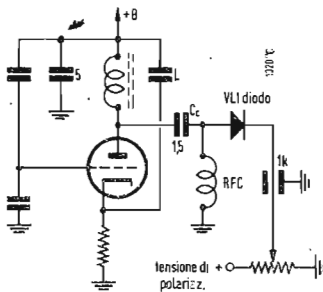



Fig. 5 - Schema fondamentale per il controllo di accordo fine dell'oscillatore locale per televisione.

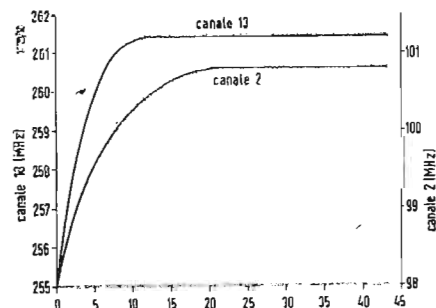



Fig. 6 - Frequenza di un oscillatore locale in funzione della polarizzazione del diodo per i canali 2 e 13.

quenza; ΔF = variazione della frequenza; ΔV = Variazione della tensione; C_d = capacità del diodo; C_c = capacità di accoppiamento; V = tensione di polarizzazione.

Da ciò si vede che il massimo della sensibilità si ottiene quando (C_d/C_c) è piccolo, F è alto, e V è basso. C_c è un condensatore d'accoppiamento, e quindi può essere molto più grande di C_d. (Questo argomento sarà discusso oltre più dettagliatamente).

3.2. - Q del circuito

Dalla definizione di Q per un circuito risonante, il Q di un diodo a capacità variabile può essere definito come si vedrà in seguito. (Si considera un diodo polarizzato inversamente).

Alle alte frequenze, il Q del diodo è determinato soprattutto dalle perdite in serie del diodo stesso. Alle basse frequenze, il Q è determinato solamente dalle perdite in parallelo.

Se un'induttanza con perdite è posta in parallelo al diodo, allora l'espressione Q_{HF} diventa:

$$Q_{HF} = \frac{1}{2\pi f\, CR} \qquad (2)$$

dove:

R è la somma della resistenza in serie al diodo e la resistenza in serie all'induttanza, C è la capacità del diodo. In fig. 3 è riportato un grafico dei valori tipici di Q ad alta frequenza in funzione dalla tensione inversa di polarizzazione dal diodo, per diodi D1114 e D1156 (tipo VLI), messi in parallelo con varie induttanze. Sono inoltre indicate su curve le frequenze di risonanza con induttanze ideali a varie tensioni di polarizzazione, indicando così le possibili zone di accordo. Sono stati calcolati i valori del Q dalle misure dei valori di capacità e i valori medi dalla resistenza in parallelo in corrente alternata dei diodi.

3.3. - Polarizzazione del diodo

Con segnali di piccolo valore (picco della tensione alternata sul diodo molto più piccolo della tensione continua di polarizzazione), la tensione continua di polarizzazione del diodo effettivamente determina la sua capacità. Se il diodo è accoppiato ad una induttanza, la frequenza caratteristica del circuito risultante è controllata dalla tensione di polarizzazione. Tuttavia, poichè il diodo è un rettificatore e può essere accoppiato ad una sorgente di potenza (vedi fig. 2) mediante C_c, si può ricavare una tensione continua di autopolarizzazione (inversa). Esistono quindi due metodi basilari per ottenere una tensione di polarizzazione del diodo; autopolarizzazione e polarizzazione con sorgente esterna (sono anche possibili combinazioni di questi due metodi).

3.4. - Metodo dell'autopolarizzazione

Se non è applicata una polarizzazione con una sorgente esterna, si può vedere che la tensione sul diodo varierà approssimativamente fra zero e una tensione alquanto minore del valore del piccò a picco (vedi fig. 4). In queste condizioni, la capacità del diodo diventerà istantaneamente molto grande quando la tensione si avvicina a zero. Nella parte superiore del ciclo la capacità del diodo è più piccola che al punto medio del ciclo, e trascurabile rispetto ai valori che si hanno nella parte inferiore del ciclo stesso. Ne consegue una distorsione della forma dell'onda e la capacità effettiva risulta grande; più grande di quanto si sarebbe potuto prevedere dallo studio della tensione continua media letta su uno strumento. Per esempio, la linea b in fig. 4 è il valore della tensione continua letta sullo strumento, mentre la linea f è la linea di riferimento della tensione fondamentale, ed è useralmente inferiore dal 10 al 20% alla tensione di polarizzazione (linea b).

3.5. - Metodo della polarizzazione esterna

Quando la tensione di polarizzazione del diodo è determinata da una sorgente esterna e prevalgono condizioni di piccolo segnale, la capacità effettiva del diodo è determinata mediante la tensione di polarizzazione continua come somma delle capacità dell'involucro e della giunzione.

La polarizzazione fornita dovrà essere regolata bene e la tensione non dovrà essere più grande del necessario per le variazioni desiderate di capacità. Tensioni inverse superiori a quelle necessarie possono causare eccessive correnti di perdita che variano con la temperatura. Questo porta a variazioni di capacità.

Per grandi segnali, tuttavia, la capacità effettiva del diodo diventa di nuovo anormalmente grande come nel caso dell'autopolarizzazione. Questo porta ad un terzo metodo di polarizzazione.

3.6. - Combinazione dell'autopolarizzazione e polarizzazione esterna

In questo caso, al limite, quando la tensione sul diodo si avvicina a zero durante una parte del ciclo, la forma dell'onda si avvicina a quella di fig. 4. In un caso meno estremo, tuttavia, si può avere una distorsione dipendente dal rapporto fra il valore della tensione alternata e quello continuo di polarizzazione.

4. - CONTROLLO FINE DI ACCORDO TELEVISIVO

La frequenza di un oscillatore locale televisivo può essere controllata usando un diodo VLI a capacità variabile. La fig. 5 mostra il circuito base usato, e la fig. 6 mostra l'andamento della frequenza locale dell'oscillatore in funzio-

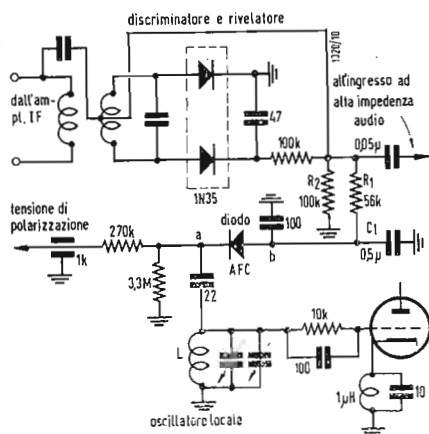



Fig. 7 - Circuito AFC per « tuner » di FM.

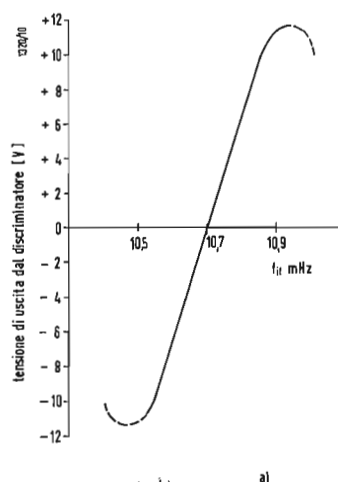



Fig. 8*a* - Caratteristiche di uscita del discriminatore.

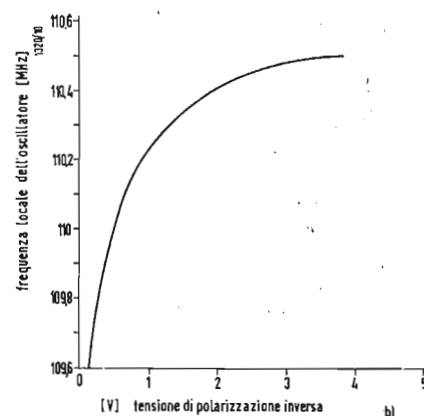



Fig. 8*b* - Frequenza dell'oscillatore locale come funzione della polarizzazione inversa del diodo.

ne della tensione di polarizzazione per i canali 2 e 13. Da queste curve si può vedere che è ottenuta facilmente una deviazione della frequenza del 2%. Alle tensioni più alte di polarizzazione, la capacità del diodo è approssimativamente 0,5 pF, che è il valore della capacità dell'involucro. La pendenza di queste curve in un punto (polarizzazione) darà la sensibilità del controllo in cicli per volt. Dalle curve di fig. 6, si può vedere che la sensibilità aumenta al diminuire della tensione di polarizzazione e all'aumentare della frequenza.

5. - CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA F.M.

Quando la tensione di controllo di polarizzazione del diodo è prelevata all'uscita di un discriminatore di frequenza, si può facilmente realizzare il controllo automatico di frequenza (AFC). Un circuito di controllo AFC è composto dall'oscillatore locale, mescolatore e amplificatore FI, il discriminatore di frequenza e rivelatore e un diodo a capacità variabile. Un circuito di questo genere è stato costruito e provato usando un tuner convenzionale FM e un diodo a capacità variabile VLI. La fig. 7 mostra lo schema del circuito. La tensione continua all'uscita del discriminatore Foster-Seeley è applicata al diodo in *b*. La figura 8*a* mostra le caratteristiche del discriminatore. La fig. 8*b* mostra un diagramma della frequenza dell'oscillatore locale in funzione della tensione inversa di polarizzazione del diodo.

Dalla fig. 8*a* si può vedere che un aumento della frequenza dell'oscillatore locale ($F_{if} = F_{lo} - F_{sig}$) produce all'uscita del discriminatore una tensione positiva e viceversa. Il diodo non può essere connesso direttamente all'uscita del discriminatore. Bisogna osservare che, quando cambia segno la tensione all'uscita del discriminatore, il diodo cambia la polarizzazione, da inversa a diretta, abbassando fortemente il Q dell'oscillatore.

In fig. 7 si ha lo schema dell'AFC. Una tensione positiva è applicata al diodo fra punto *a* e massa. Quindi la tensione risultante applicata al diodo è data dalla tensione fissa di polarizzazione meno quella di uscita dal discriminatore.

La tensione di polarizzazione fissata può essere convenientemente ottenuta con una tensione di polarizzazione catodica prelevata da un tubo, dall'alimentazione con un partitore di tensione stabilizzata con un diodo, da una piccola batteria, o dalla tensione di autopolarizzazione di un diodo. V_a deve essere regolato discretamente bene, poichè questo determina il punto di lavoro e quindi la sensibilità del circuito.

La sensibilità del circuito dipende soprattutto dalla sensibilità del discriminatore (espressa in volt/kilohertz) e dalla sensibilità del diodo oscillatore AFC (espressa in kilohertz/volt). La sensibilità del discriminatore è data dalla pendenza della curva in fig. 8*a*. La sensibilità del diodo oscillatore AFC è data dalla pendenza della curva in fig. 8*b* nel punto di lavoro (V_a).

La sensibilità del sistema di controllo può essere definita come il rapporto fra la variazione di frequenza prodotta da una perturbazione esterna sul sistema quando non è inserito il controllo, e la variazione prodotta dalla medesima perturbazione con il controllo inserito. Usando l'analogia di un amplificatore con controreazione, si ha la relazione:

$$A' = \frac{A}{1 + BA} \qquad (3)$$

Fig. 9 - Grafico delle caratteristiche del discriminatore di uscita con e senza AFC.

Fig. 10 - Esempio di rivelatore di frequenza.

(controreazione degenerativa), dove:
A = sensibilità senza controreazione;
A' = sensibilità con controreazione;
B = sensibilità della rete di controreazione.
Allora:

$$\frac{A}{A'} = 1 + BA = \frac{\Delta F}{dF}. \qquad (4)$$

Dalla fig. 8*a*, A ha un valore di 0,06 V per kHz, e dalla 8*b* per 0,05 V di polarizzazione B ha un valore di 1000 kHz per V. Quindi, la sensibilità $(1 + BA)$ = 61. Questo dimostra che una deviazione di 61 kHz dell'oscillatore locale incontrollato si ridurrebbe a 1 kHz con controllo inserito. Questo valore è più grande di quello ottenuto spesso con circuiti di controllo con tubi a vuoto.
La costante di tempo del circuito (t) determina il ritardo di tempo fra l'istante in cui si manifesta la variazione di tensione iniziale di correzione e l'istante dell'inizio della correzione di frequenza. Poichè il circuito AFC fa parte del circuito audio, t deve essere lungo abbastanza perchè la correzione AFC non segua la frequenza più bassa dell'audio. In questo circuito,
$t = (R_1 + R_2)\, C_1$,
ed è approssimativamente 0,032 sec. Questo corrisponde ad una frequenza di circa 30 Hz.
La deriva dell'oscillatore si può osservare considerando le variazioni della tensione continua di uscita del discriminatore. La fig. 9 mostra un grafico, punto per punto, della tensione continua di uscita del discriminatore d - c con e senza controllo AFC.
Un simile circuito AFC può essere usato anche in televisione. La tensione AFC si può ricavare mediante un discriminatore all'uscita i - f del video.

6. - FATTORI CHE INFLUISCONO SULLA SCELTA DELLA CAPACITA' DI ACCOPPIAMENTO DEL DIODO

Nei due casi discussi sopra, quando il diodo è usato per accordare un oscillatore, la quantità di energia trasferita al diodo è determinata solamente mediante il rapporto di C_c con $(C_c + C_d)$ (vedi fig. 2).
È bene usare un piccolo valore di C_c, in modo che l'autopolarizzazione del diodo risulti bassa. Basse tensioni di autopolarizzazione significano grande sensibilità (vedi fig. 6), le perdite sono ridotte e la gamma delle variazioni necessarie della tensione di polarizzazione del diodo di controllo è ridotta. D'altra parte, le variazioni di C_d con la polarizzazione producono gli effetti maggiori sul circuito quando C_c è molto grande. È evidente, quindi, che esiste un valore ottimale di C_c rispetto a C_d. Si deve osservare che, per piccole ampiezze di oscillazione, la tensione di autopolarizzazione sarà bassa indipendentemente dalla capacità di C_c, cosicchè può essere tollerato un grande valore di C_c, ottenendo così un massimo di sensibilità. È consigliabile quindi scegliere attentamente il valore di C_c rispetto a $(C_c + C_d)$ tenendo conto dell'ampiezza dell'oscillatore, la sensibilità necessaria, e del campo utilizzabile di tensione di controllo di polarizzazione.

7. - ALTRE APPLICAZIONI

Sono state discusse nei particolari solo due applicazioni pratiche. Si deve notare che si possono usare altri tipi di diodi a capacità variabile come controlli di accordo ad alta frequenza. In generale, si possono usare diodi a capacità variabile in quasi tutte le applicazioni che implicano capacità variabili. Vengono dati qui alcuni esempi specifici:
1) Accordo fine a distanza per televisione.
2) Accordo per ricevitori.
3) Amplificatori a dielettrico (taratura dei filtri).
4) Vari sistemi di controllo a controreazione.
5) Circuiti di correzione e compensazione (controllo di linearità per generatori a dente di sega).
6) Circuiti di ritardo.
7) Modulatori di frequenza.
Il controllo automatico di frequenza si può ottenere usando circuiti diversi dal comune discriminatore di Foster-Seeley. Per esempio, possono essere usati il discriminatore Round-Travis o il discriminatore a rapporto. È anche degno di nota che un rivelatore molto semplice sensibile alla frequenza di può ottenere mediante un «rivelatore» lavorante su di un fianco della curva di risonanza di un circuito accordato. Il fatto che questo circuito non abbia una risposta lineare alla frequenza non è una caratteristica di primaria importanza, finchè si richiede solo AFC. Due esempi di questi circuiti si vedono in fig. 10. In tal caso, il gruppo LC è accordato sopra o sotto F_{if}. L'uscita è proporzionale alla frequenza.

A.

Da leggere subito

Ormai non c'è più tempo da perdere. Anche il 1959 è finito e ciascuno di noi si appresta a salutare l'anno che viene, con gioia e letizia, nell'augurio che esso sia fecondo di ogni bene. Ma l'abbonamento a «l'antenna» è scaduto: questo forse è l'ultimo numero che ricevete a domicilio. Non c'è tempo da perdere, affrettatevi a rinnovare l'abbonamento. Ma non domani, oggi stesso: sarete sicuri di non dimenticarvene.

Gino Nicolao

Moderni orientamenti nella tecnica delle ultrafrequenze

Non si riprendono qui in esame le differenze sostanziali che esistono tra i tubi che vengono utilizzati nelle gamme relativamente basse di frequenza e quelli che vengono usati nel campo delle ultrafrequenze, ma si traccia un rapido panorama dei tubi attualmente disponibili per la realizzazione delle apparecchiature funzionanti in tale campo di frequenza.

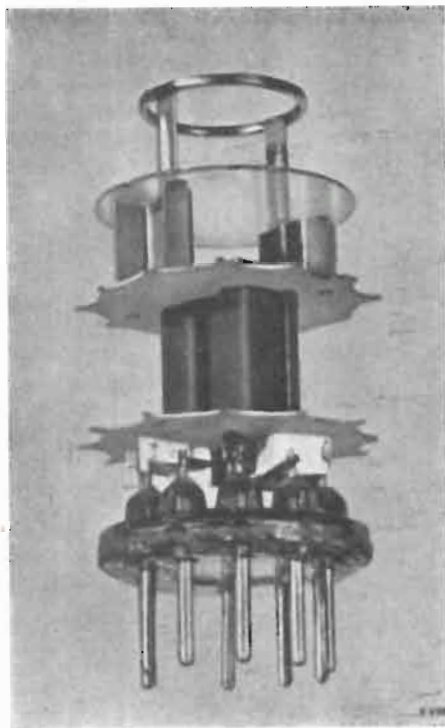



Fig. 1 - Disposizione degli elettrodi di un triodo amplificatore convenzionale (EC86, PC86) per UHF.

IL CAMPO DELLE ULTRA-FREQUENZE in questi ultimi tempi si è particolarmente arricchito di applicazioni anche nel nostro paese, tanto da destare un rinnovato interesse per la tecnica necessaria per la realizzazione delle apparecchiature funzionanti nel campo di frequenze superiori ai 300 MHz.

1. - INTRODUZIONE

Dieci anni fa, e precisamente nel 1950 e nel 1951, avevamo scritto una serie di articoli su questa stessa Rivista relativi alle frequenze oltre i 300 MHz, alle applicazioni, alle valvole e ai circuiti che in queste frequenze erano impiegati. Lo sviluppo da allora ad oggi è stato enorme soprattutto nel campo delle applicazioni. Infatti mentre il lavoro sulle frequenze ultra elevate era limitato intorno al 1950-51 ad alcuni ponti radio, ad un certo numero di esperienze radio amatoristiche e ad alcuni lavori sperimentali dei laboratori, ed erano ancora in voga un numero elevato di valvole del periodo bellico e di sistemi ed apparecchiature che impiegavano circuiti di sviluppo ancora parziale ed incompleto, la necessità di sfollare il campo delle frequenze più basse (nel caso dei ponti radio) e di utilizzare frequenze sempre maggiori per la trasmissione dei segnali televisivi e per altri servizi, ha fatto si che al tempo d'oggi siano diventati di estrema attualità le trasmissioni a onde ultracorte comprese nelle gamme di frequenza che si trovano tra circa 280 e circa 2800 MHz.

Il campo delle ultra-frequenze abbraccia evidentemente anche le frequenze superiori ai 2800 MHz ma è necessario dividere le diverse tecniche che sono utilizzate nel campo delle UHF da quelle del campo più propriamente chiamato delle micro onde o SHF. I servizi commerciali che utilizzano le frequenze ultra elevate sono oggi i seguenti: servizi militari, trasmissioni di ponti radio in modulazione di frequenza tra posti fissi, ponti radio in modulazione di frequenza ed ampiezza tra posti mobili, radio altimetri, ponti radiotelefonici multicanali ed infine stazioni trasmittenti televisive nel campo delle UHF e apparecchiature speciali per trasmissioni di telecomandi e telemisure o di immagine televisive per scopi non commerciali.

Tutte queste apparecchiature funzionano in bande di frequenza che sono state assegnate esattamente in una convenzione internazionale, ma che da ogni paese sono state modificate a seconda delle esigenze del territorio nel quale le stazioni devono essere fatte funzionare. In Italia le frequenze comprese tra 280 e 400 MHz sono utilizzate in gran parte dagli enti militari e dalle società private per piccoli e medi ponti radio e dalle società telefoniche, mentre tra 400 e 420 MHz si trovano alcuni servizi di collegamento aria - aria, e sistemi di radioguida d'atterraggio. Tra 420 a 460 MHz sono previste le trasmissioni radioamatoristiche in unione alle trasmissioni di radio assistenza al volo quali quelle di radioaltimetria, da 460 a 470 MHz sono previste trasmissioni di vario tipo ed infine da 470 a 910 MHz la gamma è riservata alle trasmissioni televisive della banda UHF divise in quattro sottogamme. Oltre i 910 MHz sono previste le trasmissioni di enti militari o di servizi privati (fino a 1215 MHz) da 1215 a 1300 le trasmissioni amatoristiche e oltre 1300 MHz di nuovo le trasmissioni private o militari naturalmente con concessione particolare delle frequenze da parte dei singoli ministeri competenti. Un'altra importantissima applicazione delle comunicazioni a ultra-frequenze sia nella gamma compresa tra 400 e 600 MHz che in quella compresa tra 900 e 1600 MHz è la comunicazione a grande distanza effettuata per diffrazione troposferica chiamata in termine tecnico *scatter propagation*. La propagazione a grande distanza per dispersione troposferica è

Fig. 2 - Spaccato di un tubo amplificatore ad elettrodi piani (lighthouse) per UHF. Si tratta del triodo EC56 Philips.

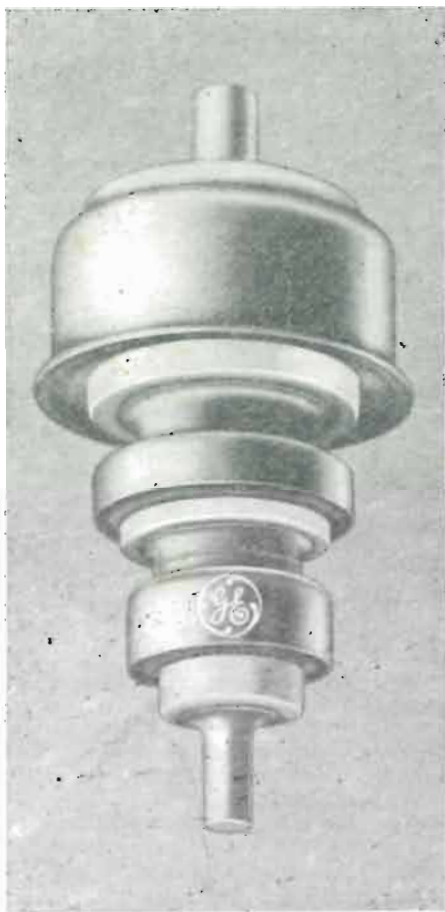



Fig. 3 - Triodo ad elettrodi piani con saldatura metallo-ceramica. È il GE-6299 che funziona come amplificatore fino a 3000 MHz con 13 dB massimi di guadagno.

una delle ultime scoperte nel campo della fisica delle frequenze ultra elevate e permette di ottenere collegamenti variabili tra un minimo di 300 km e un massimo a volte molto superiore a 1500 km utilizzando frequenze che normali mente erano considerate limitate alla sola portata ottica. L'importanza di poter effettuare comunicazioni in questa gamma è data dalla non soggiacenza delle onde comprese in queste gamme di frequenza ai normali fenomeni di propagazione, che non assicurano nel modo più assoluto la comunicazione in tutte le ore del giorno e in qualsiasi periodo dell'anno tra due posizioni distanti oltre il limite ottico. La possibilità di essere svincolati dalle tempeste magnetiche e dalle altre condizioni extra atmosferiche che vincolano la propagazione è molto importante (specialmente in campo militare, ma anche evidentemente nel campo radiotelefonico civile) per assicurare la continuità dei servizi in tutte le condizioni. È per questo che cinque grandi sistemi di comunicazione a propagazione «scatter» sono già in servizio e tra di essi figura i quali un sistema militare americano di difesa che fa capo a stazioni trasmittenti situate in Alaska e che permette comunicazioni continue attraverso l'Atlantico, mentre un ulteriore sistema in corso di realizzazione permetterà il collegamento di diversi punti europei in modo da svincolare le trasmissioni dalle normali sovraccariche e incostanti gamme di frequenza delle onde corte. È evidente che i vantaggi dell'utilizzazione su grande distanza delle frequenze ultraelevate si estendono anche alla possibilità di creare dei *link* televisivi transoceanici, con un minimo limite di stazioni ripetitrici e di creare linee di comunicazione telefoniche a grande distanza senza bisogno di stazioni intermedie. Queste nuove tecniche hanno imposto lo sviluppo di un certo numero di apparecchiature e di valvole speciali per creare sia alti rendimenti, sia potenze molto notevoli in onda continua sulle più alte frequenze di questo primo spettro di onde ultra corte UHF.

2. - VALVOLE RICEVENTI PER UHF.

Non riprenderemo qui in esame le differenze sostanziali che esistono tra le valvole che vengono utilizzate nelle gamme relativamente basse di frequenza rispetto alle valvole usate nel campo delle UHF perchè ormai le valvole per VHF e UHF sono entrate (con la televisione e con le diffusione delle apparecchiature elettroniche funzionanti appunto su queste gamme nell'uso pratico) in modo tale, da permettere già la conoscenza diretta.
L'avanzamento della tecnica in questo campo dal 1950 (epoca in cui scrivemmo il primo articolo della serie "Oltre i 300 MHz" su questa stessa Rivista) sino ad oggi è stato notevole, ma ha interessato più particolarmente il campo della trasmissione che non quello della ricezione. Nel campo della ricezione si sono sviluppati triodi e pentodi con nuova tecnica di costruzione interna, in modo da ottenere una riduzione soprattutto del rumore, per migliorare il rapporto segnale-disturbo nell'amplificazione in alta frequenza.
In questi ultimi anni hanno preso il sopravvento per l'amplificazione delle frequenze ultra elevate i triodi realizzati con la griglia *span gitter* anche nelle valvole che non hanno una costruzione particolare come *lighthouse* e *pencil*.
Ci troviamo di fronte ad un certo numero di valvole capaci di amplificare con buoni risultati sino a circa 900 MHz senza ricorrere ancora in tipi speciali. Vogliamo accennare con questo alla valvola di contruzione europea PC86 o EC86 (triodo specialmente progettato per l'amplificazione nella gamma UHF della televisione) (fig. 1) che permette una sufficiente amplificazione con basso rapporto segnale disturbo fino a circa 700 MHz. Sempre nel campo nell'amplificazione in alta frequenza, dall'America ci giungono nuove valvole il triodo 5842 della Amperex che sostituisce la 417 A che à un G_m di 25mA/V e i pentodi 5847 e 6688A adatti all'amplificazione con rumore molto basso.
Tutte queste valvole hanno rispetto alle precedenti impiegate nello stesso campo di frequenza una maggiore transconduttanza con minore tolleranza di corrente, un basso tempo di transito, limitate capacità e si avvalgono di una costruzione molto più robusta per una più bassa microfonicità. Ciò è particolarmente utile per la loro utilizzazione nei mezzi mobili ed in tutte quelle applicazioni in cui la assenza di effetti negativi determinati dalle vibrazioni possono essere di grande importanza.
La tecnica di costruzione di queste valvole, ancora di tipo convenzionale dal punto di vista della lora parvenza esterna, perchè fornite di normale zoccolo noval e di bulbo miniatura, si avvale della nuova tecnica realizzativa della griglia che è del tipo piano (*frame grid*) con cui è possibile ottenere una minor tolleranza di spaziatura dal catodo, una minore capacità interelettrodica e conseguentemente estendere la frequenza amplificata riducendo il rumore prodotto dalla collisione degli elettroni con gli elementi della griglia. Questo elettrodo realizzato con fili estremamente sottili può inoltre eliminare l'effetto «isola» che si incontra normalmente nei tubi convenzionali quando si voglia avvicinare la griglia in modo eccessivo al catodo.
La griglia di nuovo tipo permette inoltre il fissaggio più rigido dei singoli elettrodi alla struttura della valvola riducendo le risonanze meccaniche e gli effetti microfonici che in questo elet-

trodo hanno la loro principale fonte di sviluppo.

Accanto a queste valvole di tipo convenzionale adatte per l'amplificazione di frequenze non superiori ai 900MHz sono state sviluppate molte valvole ad elettrodi piani del tipo *pencil tube* o *lighthouse* che permettono di amplificare con notevole guadagno le frequenze comprese tra 500—600 MHz e oltre 2000 MHz senza introdurre eccessivo, rumore (fig. 2).

Queste valvole fanno parte dei tipi classici essendo triodi, seppure la loro costruzione differisca dai tipi a noi più noti.

Molte delle valvole speciali che erano state realizzate per l'amplificazione o la produzione di frequenze ultra elevate sopra i 2000 MHz e cioè nel campo delle microonde, sono state realizzate anche per l'amplificazione di frequenze inferiori e possono essere sostituite ai tipi normali, con indubbi vantaggi.

Questo è di particolare interesse per la realizzazione di apparecchiature con notevoli caratteristiche, quali amplificatori a bassissimo rumore da usarsi nelle gamme comprese tra 400 e 1900 MHz per scopi speciali, ad esempio tracciatura della traiettoria di missili o satelliti e radioastronomia, oppure per la ricezione di segnali molto deboli quali quelli provenienti da trasmettitori distanti che si avvalgono della propagazione Scatter o a dispersione troposferica.

Sempre nel campo delle valvole speciali sono state introdotte per l'amplificazione di frequenze elevate nuovi tipi realizzati con saldatura metallo ceramica anziche metallo vetro (fig. 3).

Queste valvole, che sono quasi sempre del tipo trasmittente, ma sono state realizzate anche in versione per ricevitori, come la GE 6299, sono l'ultima novità nel campo di frequenze ultraelevate ed hanno caratteristiche di notevole interesse sia per la loro estrema robustezza che per le caratteristiche dielettriche della ceramica con cui è costruito l'involucro nettamente migliore di quelle del vetro precedentemente impiegato.

Queste valvole possono funzionare a frequenze altrettanto elevate delle corrispondenti valvole con saldatura vetro metallo, ed inoltre hanno la possibilità di sopportare temperature dell'involucro molto maggiori (fino 250° centigradi) e di essere sottoposte a vibrazioni, a colpi o accelerazioni nettamente superiori a quelli consentiti dalle valvole di tipo normale.

L'applicazione di queste ultime valvole è naturalmente più diffusa in alcuni casi speciali ed in particolare nei missili, nelle capsule spaziali ed in aereonautica, dove le vibrazioni e le accelerazioni istantanee sono di notevole entità. Nella Tabella 1 sono riportati i dati delle più diffuse valvole oscillatrici e amplificatrici per UHF.

(*continua*)

Tabella 1. – Tubi riceventi oscillatori o amplificatori RF per UHF

TIPO	COSTRUTT.	V_f	I_f	V_a	I_a	V_g	W_d	S	F_{max}	FUNZIONE
		[V]	[A]	[V]	[mA]	[V]	[W]	[mA/V]	[MHz]	
6F4	RCA	6,3	0,225	150	15	50	$W_a = 2$	μ 17	1200	Oscillatore
6L4	RCA	6,3	0,225	500	15	—	$W_a = 1,7$	6,4	1200	Oscillatore
6J4	RCA	6,3	0,4	150	20	—	$W_a = 2,25$	11	500	Amplificatore griglia a massa
9002	RCA	6,3	0,14	250	6,3	7	$W_a = 1,6$	2,2	400	Amplificatore o oscil. UHF
6AF4A	RCA	6,3	0,225	100	22	4		7,5	1000	Amplificatore o oscill. UHF (Generalmente impiegato come oscillatore sui gruppi UHF dei televisori)
EC80	PHILIPS	6,3	0,48	250	15	1,5	$W_a = 4$	12	500	Amplificatore griglia a massa
EC81	PHILIPS	6,3	0,2	150	30	2	$W_a = 4,7$	5,5	750	Oscillatore
EC86	PHILIPS	6,3	0,3	175	12	1,5	—	14	—	
PC86	PHILIPS	3,6	0,3	075	12	1,5	—	14	—	
5675	RCA	6,3	0,135	165	30	90	$W_a = 5$	6,2	1700	Pencil amplif. griglia a massa
5876	RCA	6,3	0,135	300	25	100	$W_a = 6,25$	6,5	1000	Pencil amplif. griglia a massa
5893	RCA	6,3	0,330	200	25	—	—	6	3300	Pencil amplif. griglia a massa
2C40	RCA	6,3	0,75	250	16,5	—	6,5	4,8	3000	Oscillatore e amplificatore (Lighthouse)
2C43	RCA						12	8,0	3000	Oscillatore e amplif. (Lighthouse)
EC55	PHILIPS	6,3	6,4	250	20	— 3,5	$W_a = 10$	6	3000	(Triodo a dischi) oscillatore e amplificatore griglia a massa
EC56	PHILIPS	6,3	0,65	180	30	— 2,8	$W_a = 10$	17	4000	(Lighthouse) amplificatore griglia a massa
Ec57	PHILIPS	6,3	0,65	180	30	— 2,8	$W_a = 10$	17	4000	Oscillatore e amplificatore griglia a mano
6299	GENERAL	6,3	0,3	200	10	— 15	2	85	3000	Amplificatore griglia a massa guadagno per stadio a 1000 MHz = 8,21 dB)

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Philips 21 TI 194A «Peschiera»

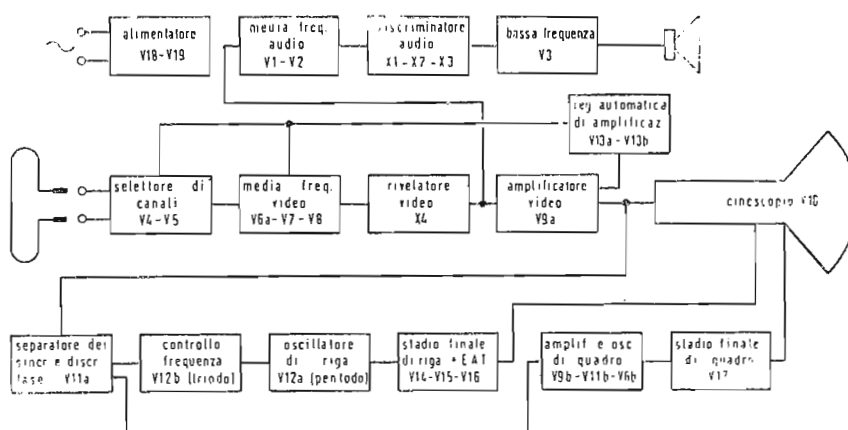



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricevitore di TV Philips 21TI194A « Peschiera ».

IL TELEVISORE PHILIPS 21 TI1 94 A è destinato alla ricezione degli emettitori funzionanti secondo le norme CCIR ed è adatto per i canali; A, B, C, D, E, F, G, H. Dispone di un canale destinato alle UHF e di altri tre canali di riserva. Il cinescopio usato è del tipo alluminato con deflessione a 110° e focalizzazione elettrostatica automatica. Ricezione intercarriera con regolazione continua di tonalita, registro musica-parola, sensibilità vicino lontano, regolazione per l'effetto di rilievo.
Impedenza di entrata = 300 Ω; media frequenza video = 45,9 MHz; media frequenza audio = 5,5 MHz; tensione di alimentazione 110, 127, 145, 160, 220 a 50 Hz; consumo 180 W; fusibili 500 mA; altoparlante tipo AD 3800M oppure 9770.
TUBI USATI: 18 + 4 diodi al germanio; 4 × EF80; 1 × PCL82; 1 × PCC 88; 5 × PCF80; 1 × ECH81; 1 × PL 36; 1 × PY81; 1 × DY87; 2 × PY82; 1 × PL84; 3 × OA81; 1 × OA70.
In fig. 1 è riportato lo schema di principio. Lo schema completo di questo televisore è stato riportato sul volume VII dello Schemario TV pubblicato dalla Editrice il Rostro.

1. - ALLINEAMENTO MEDIA FREQUENZA AUDIO

È necessario collegare un voltmetro elettronico con scala — 3 V ai capi di C_{40}. Applicare una tensione di circa 4 V ai capi di C_{30} con il positivo a massa, ed un segnale non modulato a RF, 5, 5 MHz, fra S_{53} S_{54} e la massa. Quindi regolare S_{75}, S_{73}/S_{74} S_5/S_5a, S_4, Si_3 S_2 per la massima deviazione dello strumento.
Per il controllo della banda passante collegare l'oscilloscopio fra il nodo R_{24}/C_{43} e la massa. Applicare un segnale di 5,5 MHz (con deviazione di circa 400 kHz, 50 Hz) tra il nodo S_{53}/S_{54} e la massa.

2. - ALLINEAMENTO FREQUENZA VIDEO

Applicare una tensione negativa di circa 3 V su C_{127}, con la polarità negativa che faccia capo al nodo R_{110}, R_{111}, C_{127}. Collegare un condensatore da 5000 pF fra la placca di V_9 (piedino 6) e la massa. Collegare il volmetro a valvola con scala 3 V ai capi del condensatore sopra accennato. Con il selettore in posizione folle applicare al punto di misura M un segnale a RF (AM 400 Hz modulato al 30%).
Per il controllo della banda passante, sostituire al voltmetro a valvola l'oscilloscopio. Applicare un segnale modulato in frequenza di 43 MHz (deviazione di 10 MHz 50 Hz) al punto di misura M. La curva deve essere simile a quella di fig. 2.

2. 1. - Filtro di arresto a 5,5 MHz

(S_{27}/C_{77}) Staccare la bobina S3 dalla

Tabella 1

Smorzare (1500 Ω + 1500 pF)	Tarare	Deviazione dello strumento	Voltmetro collegato a
S_4	S_5	massima	C_{40}
S_5	S_1		
S_3	S_2		
S_2	S_3		
	S_{75}	zero	R_{24}/C_{43} e massa

Tabella 2

Osservazioni	Frequenza [MHz]	Tarare	Deviazione dello strumento
S_{24}	41	S_{23}	massima
S_{23}		S_{24}	
S_{21}	43	S_{22}	
S_{22}		S_{21}	
	47,4	S_{19}	minima
	38,9	S_{20}	
S_{18}	45,25	S_{17}	massima
S_{17}		S_{18}	
	47,4	S_{19}	minima
	38,9	S_{20}	
	40,4	S_{15}	
Svitare il nucleo C_8/C_9 sul selettore	43	S_{16}	massima
	40,4	S_{15}	massima
S_{16}	43	S_8-C_9	minima

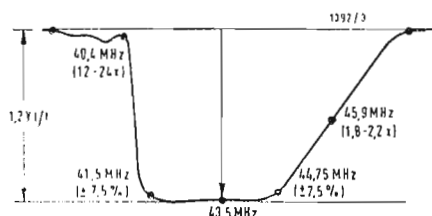



Fig. 2 - Banda passante della frequenza intermedia.

griglia 1 di V_1 (piedino 2) e collegare questo piedino alla placca di V_{9a} (piedino 6) con un condensatore da 1500 pF. Collegare il voltmetro a valvola, con scala – 3 V, ai capi di C_{41}. Applicare un segnale RF non modulato (50/100 mV) di 5,5 MHz fra S_{53} S_{54} e massa. Tarare S_{27} per la minima deviazione dello strumento.

2. 2. Centratura dell'immagine

Agire sulle due piastrine ovali, fissate sull'unità di deflessione, che determinano lo spostamento dell'immagine da sinistra a destra e dall'alto in basso.

2. 3. - Linearità orizzontale

Sintonizzare normalmente l'apparecchio. Togliere il coperchio dalla gabbia di protezione del trasformatore di riga. Regolare la vite in materiale plastico parallela a S_{58} sino ad ottenere la migliore linearità.

2. 4. - Ampiezza orizzontale

Agire su R_{116} per ottenere una tensione ricuperata di 1000 V, per il predisposto valore nominale della tensione di alimentazione. L'apparecchio dispone di un dispositivo automatico per la regolazione simmetrica (rispetto a 1000 V) dell'ampiezza orizzontale al variare della tensione di rete.

2. 5. - Linearità verticale

Regolare normalmente R_{125}. La linearità dei 3 cm superiori dell'immagine può essere regolata con R_{139}.

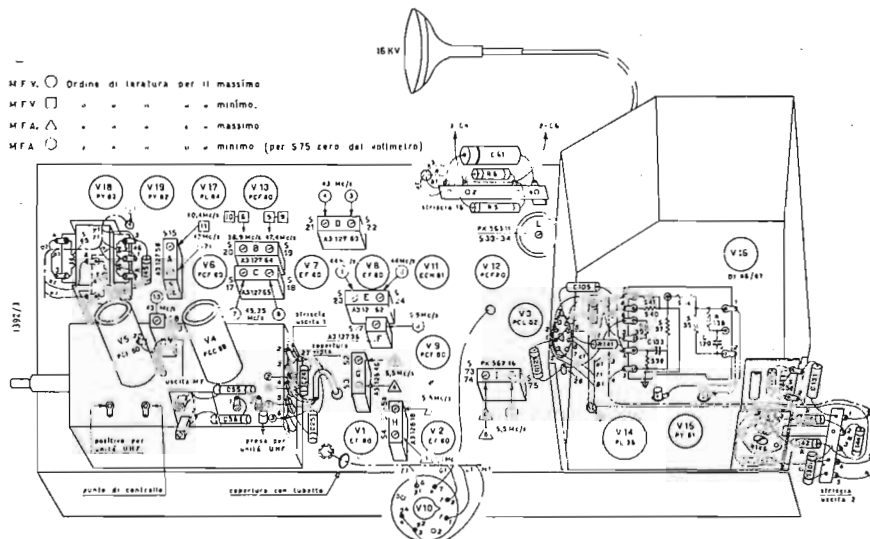



Fig. 3 - Disposizione dei componenti elettronici sul telaio del ricevitore di TV « Peschiera ».

servizio TV

2. 6. - Ampiezza verticale

Regolare normalmente R_{128}.

2. 7. - Frequenza oscillatore del selettore dei canali

Il nucleo della bobina oscillatrice è accessibile attraverso il foro alto a destra del frutto della manopola del selettore dei canali, dopo aver rimosso la calotta decorativa in materia plastica della manopola stessa.

2. 8. - Frequenza oscillatore di riga

Sintonizzare normalmente l'apparecchio. Disporre la manopola del potenziometro sincronizzatore di riga (R_{10}) in posizione intermedia. Agire sul nucleo di S_{35}/S_{34} in modo da centrare l'immagine.

2. 9. - Raccomandazioni

Prima di eseguire una riparazione accertarsi che lo chassis non si trovi sotto tensione rispetto alla terra.
Durante la sostituzione di un cinescopio è prudente portare gli occhiali di protezione, e particolare attenzione deve essere prestata alle misure della EAT, che è dell'ordine dei 16 kV.
Le tensioni indicate nello schema sono dei valori medi e sono state misurate nelle seguenti condizioni: luminosità al minimo, contrasto al massimo e selettore in posizione di folle.
Gli oscillogrammi sono stati rilevati nelle seguenti condizioni: Segnale di un generatore di barre ai morsetti di antenna e ricevitore regolato normalmente. Il contrasto deve essere regolato in modo tale che vi sia un segnale, con una tensione di 3 V cresta a cresta, sulla griglia controllo dell'amplificatore video. *A*

nel mondo della TV

Televisore a circuito chiuso nelle stazioni

La British Railways Eastern Region, (Ferrovie inglesi della regione dell'est) ha installato un sistema di televisione a circuito chiuso alla stazione di King Cross per un periodo sperimentale di due mesi con lo scopo di migliorare e di rendere più veloce il sistema di informazioni da dare al pubblico. L'addetto alle segnalazioni, o chiunque ne sarà responsabile, scriverà il messaggio su di un quadrante che sta di fronte all'unità trasmittente e tale messaggio si riprodurrà sugli apparecchi riceventi dislocati nella stazione. (*p.n.i.*)

Gli abbonati alla TV sono in Italia 1.461.000

Gli abbonati alla radiodiffusioni in Italia al 30 settembre 1959 hanno raggiunto il numero di 7.485.354. Di essi 1.461.000 sono abbonati anche alla televisione. In confronto al 31 Dicembre 1958, cioè in 9 mesi, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 347.306 e gli abbonati anche alla TV di 364.815. In tutto il 1958 gli abbonati alle radiodiffusioni erano aumentati di 455.578, e di 423.105 gli abbonati anche alla televisione.

(*u.p.*)

La trasmissione alla televisione dei giochi olimpici

Si stanno attualmente svolgendo delle trattative vertenti sulle trasmissioni televisive dei giuochi olimpici, che avranno luogo a Roma il prossimo anno. L'importanza di queste trasmissioni non deve venire sottovalutata dal momento che l'esperienza ci ha dimostrato che la trasmissione di eventi di questo genere induce molte persone ad acquistare un apparecchio televisivo. Se le trattative daranno un buon risultato, queste trasmissioni verranno seguite, molto probabilmente, da 18 paesi; in questo momento 13 paesi sono uniti dall'Eurovisione: il Belgio, la Germania, la Francia, la Gran Bretagna, l'Olanda, l'Italia, il Lussemburgo, Monaco, l'Austria, la Svezia, la Svizzera e, a partire dal primo maggio anche la Finlandia.

(*u.p.*)

Microscopio agli ultravioletti per laboratori di ricerche

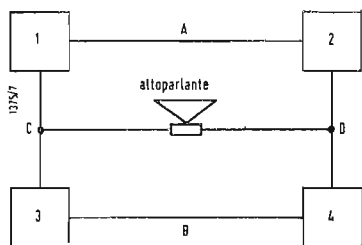
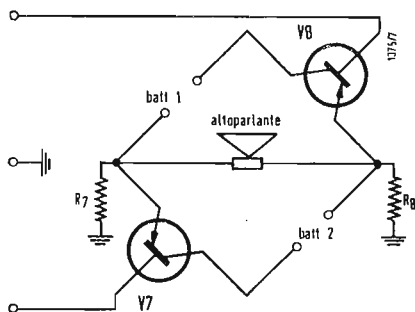
Un nuovo tipo economico di microscopio semplificato a raggi ultravioletti è stato realizzato dalla Radio Corporation of America, mediante l'impiego di un ritrovato recente che consente di rendere visibile le immagini agli ultravioletti. L'adozione del nuovo tubo elettronico ha permesso di costruire un microscopio, sinora riservato a pochissime istituzioni di ricerca per il suo costo elevato e per la complessità del suo funzionamento, che potrà essere alla portata di piccoli laboratori di ricerche.
Come è noto, gli oggetti più piccoli possono essere osservati al microscopio più agevolmente con gli ultravioletti che con la luce visibile. In particolare, le cellule viventi ed i tessuti animali, che alla luce normale mostrano pochi dettagli, agli ultravioletti forniscono un'immagine più dettagliata, grazie alla loro caratteristica di assorbire queste radiazioni.

(*n.s.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Un amplificatore audio a transistori senza trasformatore per potenze fino a 8 W*

Il circuito adottato garantisce un sistema di comando dei transistori di potenza a bassa impedenza. E' questo il tipo di sorgente più favorevole per ottenere una bassa distorsione perchè la caratteristica tensione di ingresso - corrente di uscita è, nei transistori di potenza, la più lineare.

(*) MEYER, D., Transistor OTL delivers 8 Watt *Radio - electronics*, ottobre 1959, pag. 34.

L'AMPLIFICATORE è stato studiato per il secondo canale di un apparecchio stereofonico ad alta fedeltà. I transistori non sono molto comuni in applicazioni del genere, tuttavia essi possono essere utilmente impiegati, oltre che nei preamplificatori, anche negli amplificatori di potenza. Essi producono molto meno calore ed hanno minori disturbi delle valvole. La curva di risposta e la distorsione possono essere confrontabili con quelle delle valvole a vuoto, almeno fino a quando non si richiede una potenza molto elevata.

Per il nostro amplificatore, visto l'impiego al quale deve essere destinato, si è deciso di fissare queste caratteristiche minime:

— almeno 8 W in uscita
— distorsione armonica inferiore al 2%
— curva di risposta piatta entro ± 0,5 dB da 20 a 20.000 Hz.

Se si vuole una distorsione bassa si deve adottare, come nelle valvole, la classe di funzionamento *A*. Alcuni tipi di distorsione sono infatti caratteristici degli amplificatori a transistori in classe *B*. Il difetto più difficile da correggere è la variazione del fattore di amplificazione di corrente (beta) in tutto il campo di variazione del segnale applicato. Questa variazione è diversa da un transistore all'altro, così come varia il valore di beta in funzione della corrente del collettore. Ciò significa che per ottenere una bassa distorsione da un amplificatore a transistori in classe *B* si devono usare dei transistori scelti ed accoppiati. Ma anche se si attua questa norma non si può essere sicuri che i transistori resteranno adattati con il passare del tempo. Non è infatti rara una variazione del 30% della corrente del collettore nelle prime 1000 ore di funzionamento. Per queste ragioni e poichè non era necessario raggiungere il massimo rendimento possibile si è deciso di montare l'amplificatore con tutti gli stadi in classe *A*. Esso conserva tuttavia un rendimento molto più alto di quello di un amplificatore a valvole perchè non è necessaria l'alimentazione dei filamenti.

Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un circuito d'uscita a ponte.

Fig. 2 - Lo stadio d'uscita impiegato nell'amplificatore descritto.

1. - IL CIRCUITO

La prima cosa da esaminare è lo stadio di uscita. Molti trasformatori di uscita possono dare una potenza di 8-10 W, tuttavia essi non sono trasformatori ad alta fedeltà. Ciò significava che si sarebbe dovuto costruire un trasformatore apposito o che si sarebbe dovuto progettare un amplificatore senza trasformatore. Con quest'ultima soluzione si riduce, sia una possibilità di distorsione, sia il peso ed il costo. Inoltre con i transistori questa è una soluzione allettante, perchè non è difficile ottenere l'adattamento con gli altoparlanti da 4-8 o 16Ω.

Una ricerca fatta fra i vari schemi di amplificatori senza trasformatore ce ne ha fatto scartare subito una buona parte. Alcuni, fra quelli che offrivano le migliori possibilità, avevano dei transistori complementari nello stadio di uscita, ma essi sono stati scartati perchè non esistono transistori complementari adatti alla nostra potenza. Non si sono potuti adattare nemmeno gli amplificatori che prevedono un altoparlante a presa centrale, perchè questo tipo di altoparlante non è disponibile sul mercato. Sono stati scartati anche i circuiti che prevedono di accoppiare la bobina mobile con un condensatore, perchè si sarebbe dovuto adattare una capacità esagerata per potere avere una curva di risposta piana fino a 20 Hz. Tutto sommato la migliore possibilità che poteva rimanere per un amplificatore di questo

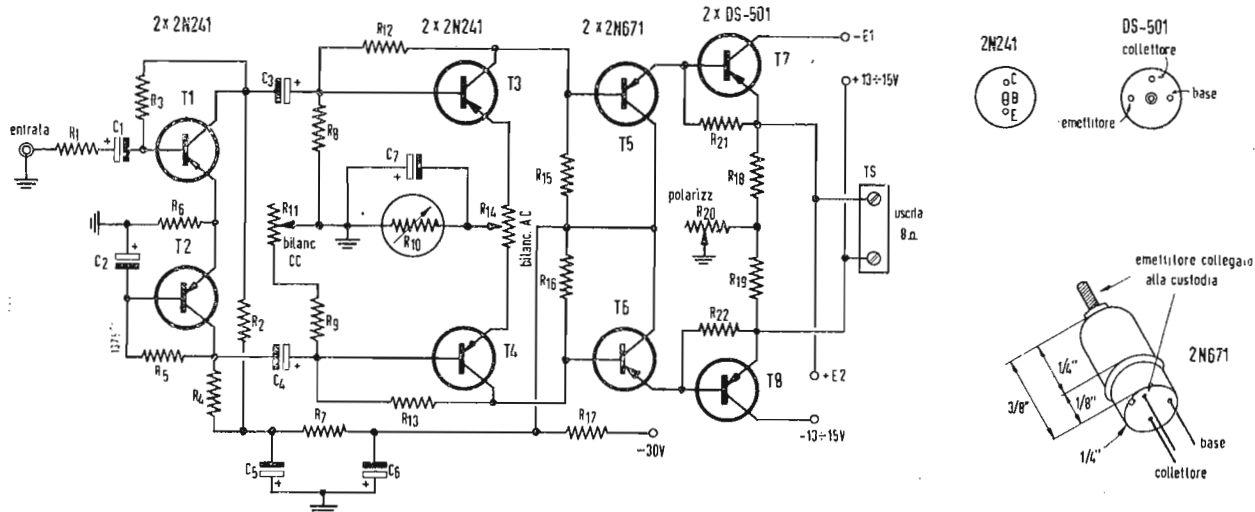



Fig. 3 - Schema completo dell'amplificatore. Valori dei componenti: R_1 - vedi il testo; R_2-R_4 = 3300 Ω; R_3-R_5 = 100000 Ω; R_6-R_9 = 1000 Ω R_7 = 3300 Ω, 1 W; R_8 = 4700 Ω; R_{10} = 315 Ω a 25 °C termistore Veco tipo 23W1; R_{11} = 10000 Ω pot. lineare; R_{12}-R_{13} = 18000 Ω; R_{14} = 250 Ω pot. lineare; R_{15}-R_{16} = 1500 Ω; R_{17} = 100 Ω; 1 W; R_{18}-R_{19} = 3300 Ω, 1 W; R_{20} = 500 Ω pot. lineare; R_{21}-R_{22} = 27 Ω, 1 W. Tutte le resistenze sono da ½ W, 10 % se non diversamente indicato. C_1 - 30 µF, 15 V elettrolitico; C_2-C_3-C_4-C_7 = 100µF 6 V elettrolitico; C_5-C_6 = 25 µF, 25 V elettrolitico.

tipo era un circuito di uscita a ponte.

La fig. 1 mostra lo schema di principio di questo circuito. Il ponte è bilanciato quando la caduta di tensione continua negli elementi 1, 2, 3 e 4 è tale che la tensione continua a capi dell'altoparlante fra i punti *G* e *D* è nulla, indipendentemente dalla tensione continua applicata fra i punti *A* e *B*. I quattro elementi possono essere in pratica transistori, batterie o anche altri componenti. Una variazione di impedenza in uno o più di loro provoca un passaggio di corrente attraverso l'alto parlante.

Per ottenere queste variazioni, cioè per trasferire la potenza all'altoparlante si possono usare i transistori. Poichè nell'altoparlante non passa corrente continua e poichè non occorre la presa centrale si possono usare direttamente i normali altoparlanti.

Lo stadio di uscita è molto simile al circuito a ponte impiegato già da tempo in un amplificatore di potenza della Electro-Voice. Nella fig. 2 si vede un circuito semplificato di questo stadio di uscita. Per ambedue i transistori metà dell'impedenza di carico è nel collettore e metà nell'emettitore. Tuttavia il carico del collettore di uno è anche il carico dell'emettitore dell'altro. Questo tipo di funzionamento garantisce una bassa impedenza di uscita ed una elevata controreazione. Il segnale in uscita è indipendente dalle ondulazioni della tensione di alimentazione almeno fino a che l'escursione della tensione del carico rimane inferiore alla minima tensione di alimentazione. La tensione da cresta a cresta in uscita può avvicinarsi alla somma di Batt1 e Batt2. Tuttavia la tensione massima ai capi di ciascun transistore è solo la metà di questo valore. In questo stadio il valore della corrente nel caso di segnale nullo è determinato dal valore della corrente di base nel collegamento serie della resistenza del tratto base-emettitore del transistore (V_7 o V_8) e della resistenza da emettitore a terra (R_7 o R_8). Poichè questa resistenza è senz'altro la più elevata, ne risulta che lo stadio d'uscita è alimentato con una corrente di polarizzazione praticamente costante. Questo fatto ed il termistore nel circuito dell'emettitore dei due transistori V_3 e V_4 servono per prevenire una variazione delle caratteristiche dello stadio d'uscita dovuta ad una variazione della temperatura ambiente.

La parte destinata all'amplificazione di tensione del nostro amplificatore è formata da un invertitore di fase, due stadi in push-pull e due stadi a carico sull'emettitore (fig. 3). L'invertitore di fase è una versione in transistori di un normale invertitore a valvole. Esso offre una impedenza di entrata abbastanza alta a causa del valore elevato della resistenza comune agli emettitori dei due primi transistori.

Il segnale doppio in uscita dall'invertitore viene ulteriormente amplificato da due stadi push-pull, solo così si può infatti raggiungere la tensione necessaria e per comandare lo stadio di potenza. Ciascun transistore di uscita ha bisogno di una tensione da cresta a cresta uguale alla metà della tensione da cresta a cresta voluta in uscita.

Gli amplificatori di potenza sono accoppiati direttamente ai due stadi con carico sull'emettitore che, a loro volta, sono direttamente accoppiati a transistori in uscita. Ciò garantisce un sistema di comando dei transistori di potenza a bassa impedenza. Questo è il tipo di sorgente più favorevole per ottenere una bassa distorsione, perchè

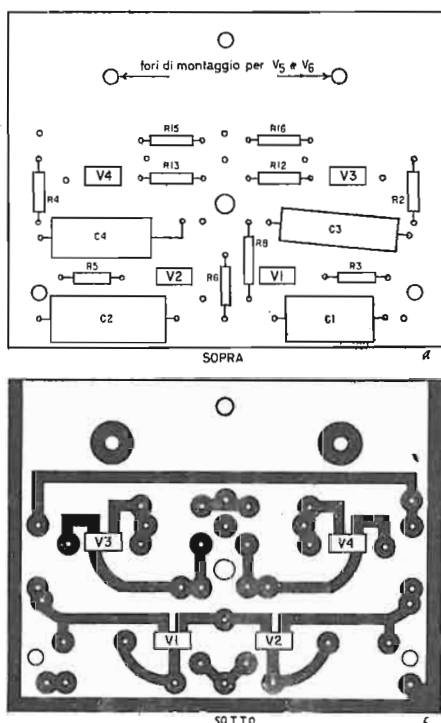



Fig. 4 - Schema del circuito stampato. Naturalmente è possibile usare anche un cablaggio normale.

Fig. 5 - Schema completo dell'alimentatore. Valori dei componenti: R = 470Ω, 2 W; C_1 = 80-40 μF, 150 V; C_2-C_3 = 1000 μF 25 V elettrolitico; C_4-C_5 = 0,1 μF, 30V, ceramico; D_1, D_2, D_3 D_4, D_5, D_6, D_7, D_8, = 1A, 50 V; Trasistor TM-1 GE 1N 1115, International Rect. 3AT1); D_9 = raddr. al silicio 500 mA, 130 V

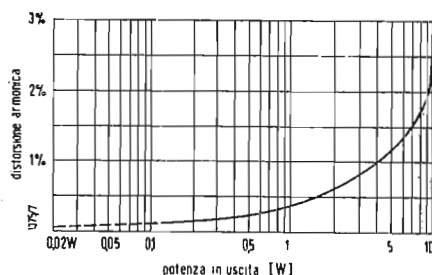
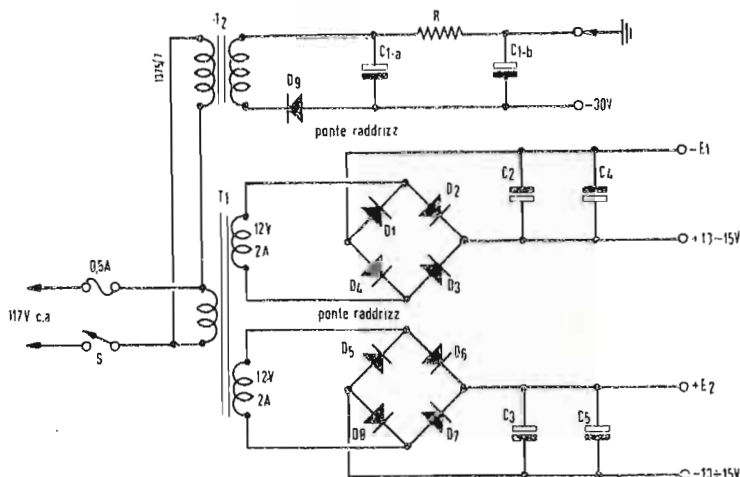
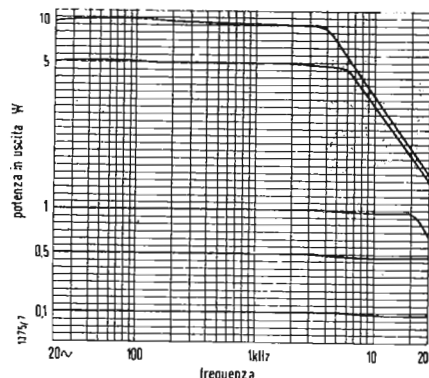



Fig. 6 - Distorsione armonica in funzione della potenza in uscita misurata a 1000 Hz.

la caratteristica tensione in entrata-corrente in uscita dei transistori di potenza è più lineare della caratteristica corrente in entrata-corrente in uscita.

2. - COSTRUZIONE

La sistemazione dei componenti non è critica. Per chi desidera adottare il sistema a circuito stampato la fig. 4 mostra lo schema del circuito in grandezza naturale. Se usate questo sistema dovrete completare tutti i collegamenti prima del montaggio sullo chassis. Consigliamo di inserire delle rondelle di fibra fra la piastra di bachelite e lo chassis per evitare che si formino dei corti circuiti accidentali verso massa. Il circuito deve essere messo a massa solo in corrispondenza del jack di entrata.

Con i due transistori finali ed i loro dispersori del calore si può fare un complessivo ad innesto; basta avvitare assieme i due dispersori ed applicare sulla parte inferiore uno zoccolo octal.

I dispersori possono essere forniti dalla Delco ed hanno il numero di catalogo 1221119. I piccoli dispersori dei transistori V_5 e V_6 sono invece dei quadrati di lastra di alluminio con lato di 4 cm e spessore 1,5 mm, semplicemente piegati a forma di U attorno ai transistori. Consigliamo di non fare troppe economie con i dispersori di calore, infatti una loro insufficienza può facilmente portare a difetti di funzionamento nel caso di elevate temperature ambiente.

Il termistore è avvitato nella parte interna del dispersore di uno dei transistori di uscita, esso è del tipo a piastrina e va isolato dal bullone e dal dispersore con delle rondelle di mica. Esso è senza terminali perciò il contatto deve essere realizzato con delle piastrine stagnate inserite da ambedue i lati al di sotto delle rondelle di mica.

L'amplificatore originale impiega per i quattro transistori V_1, V_2, V_3, V_4 il tipo 2N107. Si trattava però di elementi selezionati, infatti non tutti i transistori di questo tipo possono funzionare bene nel circuito. Noi raccomandiamo perciò, il tipo 2N214 indicato nello schema generale. Per V_5 e V_6 si può usare solo il tipo prescritto e sconsigliamo di provarne altri.

I transistori finali furono scelti perchè hanno una caratteristica di amplificazione di corrente piana da 0 a 2A. Però è possibile usare anche altri tipi di transistori di potenza, basta che abbiano la stessa custodia esterna. Noi abbiamo usato i tipi 2N441 e 2N442, però si tratta di transistori non ancora disponibili sul mercato. Essi possono essere sostituiti dal tipo DS-501 della Delco. Si tratta di una versione a maggiore amplificazione dei due tipi 2N441 e 2N442. Raccomandiamo di usare la rondella isolante fornita con il transistore per isolarlo dal dispersore.

L'alimentatore è quanto di migliore si poteva fare con i trasformatori disponibili (fig. 5). Se fosse stato possibile acquistare un trasformatore che avesse permesso il raddrizzamento ad onda piena invece dei due ponti usati nel nostro caso si sarebbe potuto ridurre a metà il numero dei raddrizzatori necessari. Il trasformatore che fornisce i - 30 V necessari per gli stadi amplificatori di tensione è uno Stancor *PS*-8416 riavvolto. Sono stati tolti gli avvolgimenti per i filamenti e per l'alta tensione e sopra al primario originario è stato avvolto un avvolgimento di 500 spire di filo N° 34. Se desiderate avvolgere un trasformatore che fornisce tutte le tensioni necessarie ricordatevi che occorrono due avvolgimenti a 32 V e 1 A con presa centrale ed uno a 50 V e 75 m *A*. Un tale trasformatore permetterà di montare un alimentatore molto più semplice e razionale di quello da noi indicato. I raddrizzatori dei due ponti sono montati sullo chassis. Nel montaggio di questi raddrizzatori si devono seguire scrupolosamente le istruzioni del costruttore.

Fig. 7 - Potenza in uscita in funzione della frequenza per diversi valori della tensione in entrata.

3. - LA MESSA A PUNTO

Ruotare il regolatore della polarizzazione fino alla posizione di massima resistenza e regolare i controlli di bilanciamento in c. a. e c. c. Con l'amplificatore acceso regolare il bilanciamento in c. c. fino ad ottenere l'annullamento della tensione fra il collettore di V_3 e quello di V_4. Eseguire la misura con un voltmetro posto nella portata più bassa. Ora si deve regolare la resistenza R_{20} (controllo della polarizzazione) fino ad ottenere nei transistori finali una corrente per segnale nullo pari a 800 mA. Questa misura può essere fatta, inserendo temporaneamente un amperometro in serie con una delle tensioni di alimentazione (E_1 o E_2). Però si può anche inserire un jack di misura in modo definitivo. La messa a punto deve essere controllata dopo almeno mezz'ora di funzionamento ed eventualmente ritoccata. Regolare il controllo del bilanciamento in c. a. fino ad ottenere una tensione nulla nel punto comune delle tre resistenze R_{18}, R_{19}, R_{20}. Questa tensione può essere misurata sia con un voltmetro in c. a. sia con un oscilloscopio; naturalmente occorre applicare un segnale all'entrata con un oscillatore. Dopo, il bilanciamento in c. a. ricontrollare quello in c. c., infatti i due controlli sono in parte interferenti. Con ciò le regolazioni sono finite e l'amplificatore è pronto per la prova.

4. - RISULTATI DELLA PROVA

La curva della distorsione in funzione della potenza in uscita (fig. 6) è stata tracciata con l'impiego di un oscillatore Hewlett Packard 201B ed un analizzatore Donner 21. Le curve di risposta della fig. 7 sono state tracciate con un registratore Mosley x — y ed un oscillatore audio Hewlett Packard modello 207 *A*. Tutte le prove sono state eseguite con un carico resistivo di 8Ω, infatti agli amplificatori senza trasformatore di uscita vengono progettati per una ben determinata resistenza di carico e il nostro amplificatore è stato progettato proprio per un carico di 8 Ω. Una bobina mobile di impedenza diversa darà una minore potenza in uscita. Per ottenere tutta la potenza possibile con un'altra impedenza occorre ridimensionare tutto lo stadio finale.

La resistenza R_1 inserita prima dello stadio di entrata serve per alimentarlo con una sorgente di corrente. Questa resistenza ha un valore di circa 4700 Ω. Con questo valore della resistenza l'amplificatore ha una sensibilità di 0,4 *V* per la massima potenzà in uscita. Per regolare la sensibilità dell'amplificatore si può variare leggermente il valore di questa resistenza. In un modello successivo si è usato un potenziometro per il controllo del livello in entrata. Quando lavorate attorno a questo amplificatore fate bene attenzione a non mettere a massa le custodie dei transistori V_5, V_6, V_7, V_8 perchè le custodie sono in contatto con gli elementi interni e un cortocircuito potrebbe rovinare irrimediabilmente i transistori.

Non mettete a terra nessuna parte dell'uscita. Infatti essa è simmetrica rispetto alla massa.

Avrete notato dalla fig. 7 che alle alte frequenze si ha una riduzione della potenza in uscita. Ciò è dovuto alla bassa frequenza di taglio dei transistori di potenza. Però questo fatto non porterà degli incovenienti perchè il livello in potenza della musica e della parola tende a diminuire all'aumentare della frequenza.

5. - AVVERTENZE

Non provate queste amplificatore a piena potenza, alle frequenze elevate, per lunghi periodi di tempo. La diminuzione di beta (amplificazione di corrente) è infatti accompagnata da uno sfasamento e da una diminuzione del rendimento. Un prolungamento della prova alle alte frequenze può quindi portare ad un rapido aumento della temperatura dei transistori. Se si vogliono fare queste prove, consigliamo di porre un amperometro in serie con l'alimentazione degli stadi finali. Lo strumento darà un'indicazione ottima tempestiva di quel che sta succedendo. L'amplificatore soddisfa tutte le condizioni poste a base del suo progetto ed una prova di ascolto lo confermerà. Si noterà sopratutto un basso livello della distorsione ed una assenza quasi completa di rumori.

A

Ritarda di un secondo in 17 mesi l'orologio elettronico da polso

Il presidente della Bulova Watch Company, Generale Omar N. Bradley, ha annunciato che nel 1960 verrà prodotto in serie un orologio elettronico da polso in grado di fornire una misura estremamente precisa del tempo.

Il nuovo tipo di orologio, interamente transistorizzato, non pesa più di uno dei normali orologi da polso elettrici. L'orologio elettronico è privo non solo della molla di carica, come quelli elettrici, ma anche del bilanciere, l'organo che provvede alla misura del tempo.

Sessanta orologi elettronici già prodotti sono stati sottoposti a severe prove di collaudo, nel corso delle quali sono emerse interessanti prestazioni. Nel periodo di 17 mesi, durante cui gli orologi elettronici possono funzionare con una sola batteria in miniatura, il ritardo registrato non ha superato il secondo.

(*u.s.*)

Fig. 1 - Schema dell'amplificatore pubblicato nel fascicolo di Settembre 1959. Viene impiegato il doppio triodo 12AU7 o equivalenti.

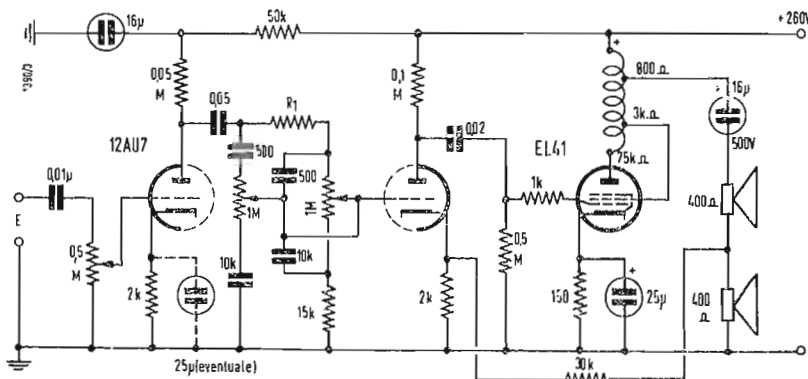



Fig. 2 - Schema dello stesso amplificatore, ma impiegante il doppio triodo 12AX7.

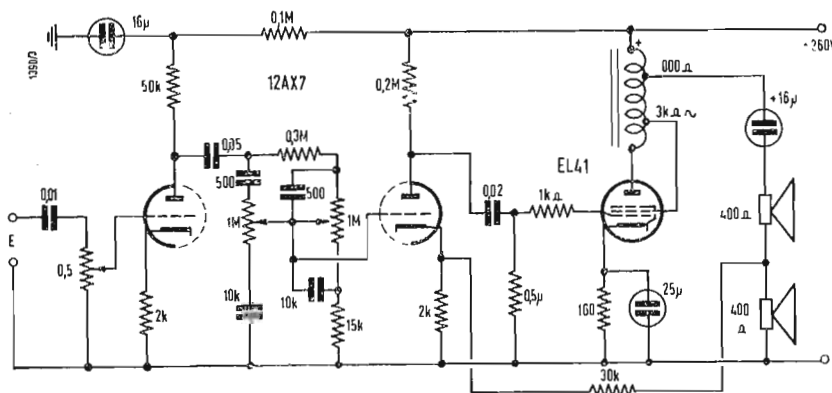
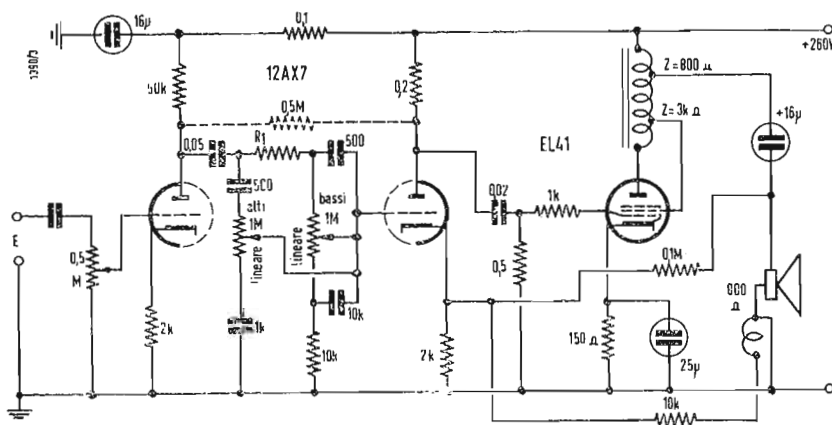



Fig. 3 - Per migliorare la fedeltà viene impiegato un altoparlante ad alta impedenza provvisto di avvolgimento supplementare sulla bobina mobile.

Piccolo amplificatore Hi-Fi

0140 - *Precisazioni a diversi richiedenti*

Forniamo alcune precisazioni e considerazioni aggiuntive allo schema dell'amplificatore pubblicato nel N° di Settembre della Rivista. Nello schema di fig. 2 dovrà essere usato come doppio triodo la valvola 12AU7 al posto della 12AX7.

Il funzionamento è ottimo anche se il tasso di controreazione è inferiore a quello indicato. Riportiamo in fig. 1 lo schema esatto.

Il condensatore da 25 μF da inserire sul catodo del primo triodo potrà essere usato quando si desideri aumentare la sensibilità dell'amplificatore.

L'autotrasformatore di uscita presenta ai suoi estremi un'impedenza di 7 kΩ.

Fra la presa + AT e la prima presa l'impedenza è di 800 Ω, per alimentare due altoparlanti Philips provvisti di doppia membrana con bobina mobile da 400 Ω ciascuno.

La resistenza R_1, disposta fra i due regolatori di tono, ha un valore prossimo a 0,3 MΩ e potrà essere variata per ottenere il migliore funzionamento dei suddetti regolatori.

L'amplificatore presenta ottime caratteristiche di stabilità, efficienza e semplicità. Gli altoparlanti andranno disposti ai lati del mobile e collegati fra loro in opposizione di fase.

Usando il tubo 12AX7 come preamplificatore si potranno ottenere risultati migliori a condizione che il montaggio sia più accurato per quanto riguarda la disposizione delle parti.

Taluni conduttori dovranno essere schermati.
Lo schema utilizzato è quello di fig. 2 che è poco dissimile da quello precedente.

In montaggi poco curati la stabilità della 12AX7 può essere ripristinata dalla resistenza da 0,25 Mohm collegata fra le due placche.

Lo stesso risultato si può ottenere applicando la contro-reazione fra i due triodi in altri modi (es. fra placca del 2° e catodo del 1° triodo). Eseguendo il montaggio con un pò di cura è preferibile non applicare alcuna contro-reazione fra i due triodi,

Quando si desideri diminuire il costo dell'apparecchio, e una minore resa sonora, si può utilizzare un solo altoparlante da 400

o da 800 Ω di impedenza. Evidentemente, in tal caso, la tensione di contro-reazione verrà prelevata a monte della bobina mobile dell'altoparlante.
Nell'intento di realizzare la parte audio di alta qualità, in un televisore per uso famigliare, l'autore è pervenuto allo schema di fig. 3.
L'unico altoparlante (da 800 Ω) è stato disposto in una cassa acustica (ricavata nella parte inferiore del mobile) completamente chiusa e rivestita di materiale assorbente. Il diffusore è così voltato verso gli spettatori.
La doppia membrana dell'altoparlante è reperibile in commercio con bobina mobile da 800 Ω (Philips).
Sulla medesima bobina sono state avvolte, nella sua parte centrale, due strati di spire con conduttore smaltato da 0,03 mm. Pertanto il traferro è rimasto inalterato.
La tensione di contro-reazione viene prelevata parte dell'uscita dell'amplificatore (ai capi della bobina mobile) e parte dalla bobina di controllo di moto.
L'autore descrisse qualche anno fa, nelle pagine di questa rivista, sui miglioramenti ottenuti con questo metodo. L'amplificatore descritto pur essendo molto semplice, riunisce in sè molti vantaggi. I risultati sono stati veramente soddisfacenti.
Negli schemi riportati viene indicata, come valvola di potenza, la EL 41. Evidentemente sarà vantaggioso impiegare il tubo EL 84. Per forti potenze di uscita si potrà ricorrere alla valvola EL 34, o similari.

(*G. Dal Pane*)

Rice-trasmettitore ad un tubo pubblicato su « l'antenna » nel 1940

0141 – *Sig. M. Cantoni – Reggio E.*

I numeri relativi le annate 1940 e 1941 sono esauriti da molto tempo, comunque in considerazione del fatto che i tubi moderni si prestano molto meglio alla costruzione di un apparecchio del tipo desiderato, in figura 1 riporto lo schema di un rice-trasmettitore realizzato con unico tubo.
Questo apparecchio è stato descritto su *l'antenna* n. 2 del 1957, ma essendo anche tale numero esaurito, oltre allo schema ritengo opportuno dare qualche altra indicazione.
Innanzi tutto il circuito si presta per il funzionamento sulla gamma compresa fra i 28 ed i 40 MHz la qualcosa presenta senz'altro notevoli vantaggi rispetto all'uso sulla gamma delle onde medie. In ricezione il doppio triodo funziona da rivelatore in superreazione ed amplificatore, mentre in trasmissione la prima sezione di detto triodo funge da oscillatore, con il classico circuito Colpits, mentre la seconda sezione assolve le funzioni di modulatore di placca. Con una buona messa a punto si può ottenere una potenza di uscita a RF di 1/2 W, ed in ricezione una potenza di uscita di 50 mW. Da notare che l'induttanza L_2 può entrare in risonanza tanto con il condensatore fisso (o semifisso) da 10 pF quanto con le capacità interelettrodiche che sono disposte in serie (placca filamento e filamento griglia) dal cui rapporto dipende il grado di reazione del circuito. Può verificarsi il caso che il valore della capacità filamento-griglia sia sensibilmente più piccolo della capacità filamento placca la qualcosa corrisponde ad una tensione di reazione fra il filamento e la griglia superiore alla tensione che esiste fra la placca ed il filamento. Per eliminare tale sovraccarico di griglia che si ripercuote in una diminuzione della potenza di uscita, è opportuno inserire una capacità di qualche picofarad fra la massa e la griglia. Tale capacità è fornita, in questo caso, dalla resistenza da 10 kΩ che tramite il commutatore in ricezione viene esclusa da massa e presenta verso quest'ultima una piccola capacità di alcuni pF. In trasmissione detta resistenza, tramite il condensatore da 50 pF C_2, fornisce la tensione negativa necessaria per ottenere il funzionamento in classe C dell'oscillatore. Il funzionamento in superreazione è ottenuto tramite C_2 e R_1 le cui frequenze ultrasoniche sono eliminate dall'impedenza CK ed il condensatore C_4.
L'accordo del circuito si effettua a mezzo di piccolo nucleo posto all'interno della bobina, mentre l'accoppiamento della bobina di antenna, costituita da due o tre spire si esegue una volta per sempre in modo da ottenere una buona sensibilità in ricezione ed un buon accoppiamento in emissione.
Tramite il trasformatore intervalvolare e microfonico T_1 i segnali rivelati sono applicati al secondo triodo del tubo 3A5 la cui polarizzazione di griglia è ottenuta mediante la resistenza da 500 ohm R3, la quale è pure usata per fornire la tensione di alimentazione microfonica. L'avvolgimento microfonico può essere eseguito con un avvolgimento supplementare, sul trasformatore intervalvolare T_1.

Valore dei vari componenti: $R_1 = 1{,}5\Omega$; $R_2 = 10\Omega$; $R_3 = 500\ \Omega$; $C_1 = 10$ pF; $C_2 = 50$ pF; $C_3 = 3{,}3$ pF.

(*P. Soati*)

Teoria e calcolo dei trasformatori, degli stabilizzatori di tensione e dei preamplificatori di antenna

0142 – *Dott. Ing. C. Bertolino – Barcellona; Sig. Piccione – Palermo.*

Per quanto concerne le costruzione dei trasformatori, autotrasformatori etc. è di prossima pubblicazione, a cura della Editrice Il Rostro, un volume dell'ing. Pellegrini il quale ha appunto lo scopo di fornire tutti quei dati che interessano il suo amico. La esposizione, pur seguendo una linea rigorosamente scientifica è effettuata secondo un piano pratico ed è comprensibile anche a coloro che non hanno una preparazione specifica sull'argomento. Per ciò che si riferisce invece alla costruzione dei preamplificatori di antenna per televisione, le consiglio il volume « Le Antenne » di Simonini e Bellini, sempre edito dalla Editrice Il Rostro, e nel quale, fra l'altro, sono presi in considerazione anche i suddetti apparecchi.
Per quanto riguarda i quesiti relativi ai stabilizzatori, in figura 1 è riportato lo schema di un stabilizzatore tipo, adatto per potenze fino a 250VA. Tale schema può essere usato per la costruzione di detti apparecchi adattandolo alle esigenze locali. Il calcolo dei vari componenti dovrà essere eseguito secondo i seguenti criteri:
La sezione del nucleo dell'autotrasformatore vero e proprio dovrà essere calcolata con la nota formula $S_t = 1{,}3\sqrt{P}$, nella quale la sezione S_t è indicata in cm² e la potenza in VA.
L'autotrasformatore è composto da due avvolgimenti principali n_4 e n_5 e da un avvolgimento supplementare n_3, il cui numero di spire si calcola come segue

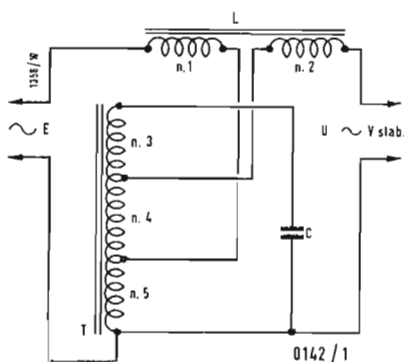
$$n_4 = 11{,}8\,\frac{U}{S_t}\,; \qquad n_5 = 16{,}1\,\frac{E}{S_t}\,;$$

$$n_3 = N - (n_5 + n_4)$$

nelle quali U rappresenta la tensione di uscita in volt, E la tensione di entrata pure in volt e N il numero totale di spire delle tre sezioni che a sua volta si calcola secondo la formula:

$$N = 2000\,\sqrt{\frac{l_m}{S_t\,C}}$$

dove l_m rappresenta la lunghezza media della spira magnetica in cm e C la capacità del condensatore in μF. Da notare che la capacità del condensatore generalmente si aggira sui 4 μF per potenze fino a 100 VA, ed a 8 μF qualora la potenza sia compresa fra

N.	a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	h (mm)	l_m (mm)	S_f (cm²)
1	25	75	12,5	12,5	37,5	162,5	4,7
2	25	90	20	12,5	65	232,5	13
3	30	104	22	15	74	267	16,4
4	28	104	24	14	76	270	18,2
5	31,8	95,4	15,8	15,9	47,5	206,7	7,6
6	34	127	32	16	78	299	25
7	38	125	25,4	18	89	321	23,7
8	40	108	16,5	19	52	231	8,6
9	42	126	20	22	61	270	12,2
10	44	148	31	22	106	384	33

i 100 ed i 250 VA. Naturalmente si useranno esclusivamente dei condensatori a carta o ad olio.

Il diametro in millimetri del filo delle tre sezioni dell'avvolgimento dell'autotrasformatore deve essere uguale a:

$d_5 = 1{,}5 \sqrt{I}$; $d_4 = 1{,}27 \sqrt{I}$; $d_3 = 1{,}13 \sqrt{I}$.

Nella quale la lettera I indica la corrente in ampere che circola nel circuito di carico e che dipende dal rapporto P/U.

Per ottenere la sezione del nucleo dell'induttanza occorre calcolare prima il prodotto di detta sezione per la sezione della finestra del lamierino usato ($S_f \cdot S_i$) secondo la formula $S_f \cdot S_i = 0{,}63\, E\, d_1$ nella quale il diametro d_1, calcolato come indichiamo più avanti, deve essere espresso in millimetri comprendendo anche l'isolante, mentre le sezioni come al solito sono espresse in cm². Successivamente si calcola la sezione del nucleo: $S_i = \dfrac{S_f\, S_i}{c\, h}$

dove c, h indicano le dimensioni del lamierino scelto, secondo la tabella che riportiamo più oltre.

Il diametro del filo di n_1 si ottiene calcolando prima la sezione in millimetri

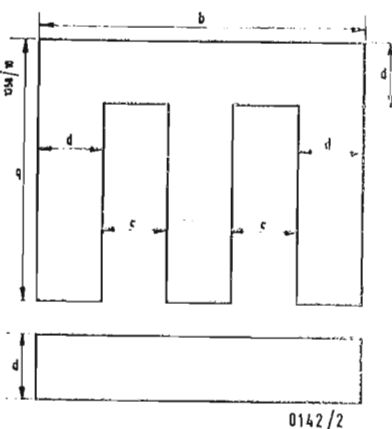
$$s_1 = 1{,}8 \sqrt{\frac{P}{E}}.$$

Detto valore sarà diviso successivamente per 3,14 estraendo la radice quadrata del quoziente e moltiplicando il risultato per 2 ($d_1 = 2 \sqrt{s_1}$). Il diametro dell'avvolgimento compensativo n_2 è dato da $0{,}8 \sqrt{I}$.

Il numero delle spire dei due suddetti avvolgementi si calcola come segue:

$$n_1 = \frac{34\, E}{S_i} \quad ; \qquad n_2 = 0{,}2\, n_1 \frac{U}{E}.$$

I lamierini da usare per la costruzione dei nuclei dell'autotrasformatore e dell'induttanza sono del tipo standard come è visibile in fig. 2. Nella tabella che segue sono riportati i tipi che si usano più comunemente.

Naturalmente nel realizzare il prototipo di un stabilizzatore è opportuno dotare i vari avvolgimenti di un certo numero di prese intermedie in modo da poter eseguire la messa a punto durante la fase sperimentale. Nelle migliori condizioni di funzionamento è possibile ottenere una uscita stabile a ± 1 % per variazioni in entrata dell'ordine del 20 %. *(F. Soati)*

Anomalie in un TV Radiomarelli Mod. RV 102 - Schemi

0143 – *Dott. A. Severo Vernice – Bari.*

Evidentemente il controllo di un televisore non può essere limitato alla sostituzione di alcuni tubi tanto più se il difetto da lei lamentato continua a persistere. In considerazione di tale fatto mi sembra che il comportamento dei tecnici da lei interpellati abbia lasciato alquanto a desiderare.

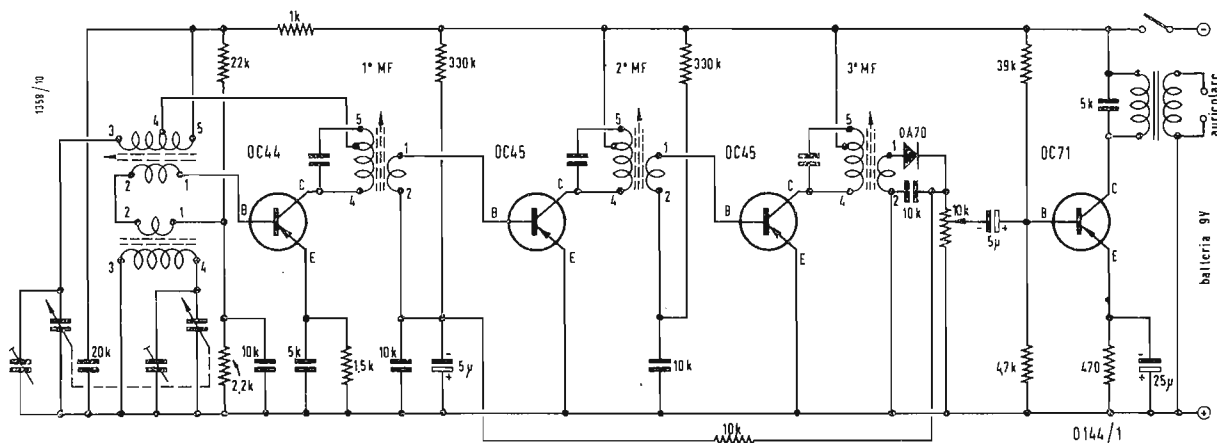
Comunque non è da escludere che se con il controllo di contrasto portato al massimo l'immagine risulta poco contrastata, ciò dipenda da una diminuzione di guadagno degli stadi a radiofrequenza, o a frequenza intermedia, ragione per cui il segnale che giunge al rivelatore video presenta un valore molto più basso del normale. Ciò è causato frequentemente da alterazione delle resistenze dei suddetti circuiti ed in modo particolare di quelle che interessano le griglie schermo: quindi il controllo che lei desidera eseguire è assolutamente indispensabile.

Lo schema del televisore Radio Marelli Mod. RV 102 è stato pubblicato nello Schemario TV terza serie, edito dalla Editrice Il Rostro e che le verrà spedito dietro invio dell'importo di lire 2.500.

Lo schema della radietta Allocchio Bacchini sarà pubblicato prossimamente in questa rubrica. *(P. Soati)*

Ricevitore a transistori di dimensioni ridotte per ascolto con auricolare

0144 – *Sig. G. Bianchi – Roma*

L'apparecchio del quale riportiamo lo schema in figura 1 è per l'appunto particolarmente adatto per essere usato qualora non si desideri disturbare altre persone (ed è anche adatto per le persone deboli di udito). Il primo stadio è costituito da un transistore OC44 funzionante da convertitore. Seguono due OC45 aventi funzioni di amplificatori a media frequenza, un diodo tipo OA70 come rivelatore ed infine un transistore OC71 quale amplificatore di bassa frequenza. Per ottenere dimensioni veramente minime (31 × × 57 × 89 mm) è consigliabile il montaggio su circuito stampato il quale, unitamente a tutto il materiale può essere acquistato presso la Ditta M. Marcucci & C., Milano. Il montaggio non presenta difficoltà particolari. È sufficiente disporre tutti i componenti bene aderenti alla basetta ed in modo che i relativi terminali facciano capo ai rispettivi fori, e quindi effettuare le saldature.

Per quanto si riferisce a quest'ultime è opportuno evitare un riscaldamento eccessivo dei terminali così da evitare il danneggiamento dei transistori ed una alterazione del valore delle resistenze. Inoltre si dovrà far uso di un saldatore munito di estremità molto fine in modo che sia possibile far colare lo stagno esclusivamente sul punto di contatto ed evitare possibili corto circuiti dovuti ad una saldatura troppo ingombrante. Terminato il montaggio e dopo aver controllato che non esistano errori, si alimenterà l'apparecchio con una pila del tipo a 9.V e si passerà al controllo delle tensioni di emettitore dei transistori che dovranno essere rispettivamente di: OC44 = 0.5 V; 1° MF OC45 = 0,3 V; 2° MF OC45 = 0,1 V; OC71 = 0,5 V. La corrente segnata da un milliamperometro posto in serie alla batteria di alimentazione non dovrà superare i 2,5 mA. Successivamente si effettuerà il controllo della taratura delle medie frequenze, che sono del tipo 465 kHz, per poi passare all'alta frequenza regolando il nucleo della bobina dell'oscillatore ed il compensatore del variabile per la sezione oscillatore, allo scopo di portare il ricevitore su di una frequenza massima di 1600 kHz e minima di 530 kHz. La taratura del circuito di aereo dovrà essere eseguita regolando il compensatore della sezione aereo del condensatore variabile alla frequenza più alta e cioè 1600 kHz. Questa regolazione sarà ripetuta diverse volte fino a che si otterrà una messa a punto perfetta Il valore dei vari componenti è riportato direttamente sullo schema. L'antenna è del tipo a feroxcube piatto, il variabile tipo micro a due sezioni è un Marcucci n. 16800. I numeri degli altri componenti sono i seguenti: circuito stampato 17581, scaletta comando 16684, presa jack 11728, 1 manopola da 4 mm. serie di 3 MF 13283, 1 oscillatore 13286, 1 attacco per pile 9 V, 1 trasformatore di accoppiamento 13279, 1 auricolare con spina tipo jack da 250 Ω, 1 mobiletto 17850, 1 circuito stampato 17581. *(P. Soati)*

Apparecchio ricevente ad un tubo per alimentazione in C.A.

0145 - *Sig. M. Marino - Roma.*

Lo schema di fig. 1 si riferisce ad un apparecchio monovalvolare ad alimentazione in corrente alternata e di costruzione veramente elementare. Esso è adatto per la ricezione sulla gamma delle onde medie. Il tubo usato è un pentodo UF41 che può essere sostituito con un altro avente caratteristiche similari. L'alimentazione è effettuata direttamente dalla linea della corrente alternata a 125 V che viene raddrizzata a mezzo di un raddrizzatore a secco del tipo a 15 mA e 125 V. Per l'alimentazione del filamento è usata una resistenza di caduta di potenziale R_3 ed una resistenza a coefficiente di temperatura negativo R_2 avente il compito di evitare danni al filamento stesso. Naturalmente nulla vieta di usare, in sostituzione di queste due resistenze un piccolo trasformatore.

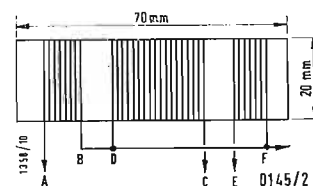
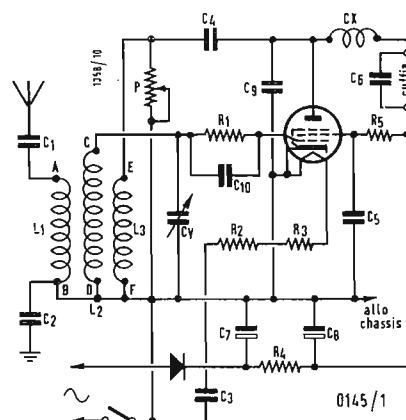
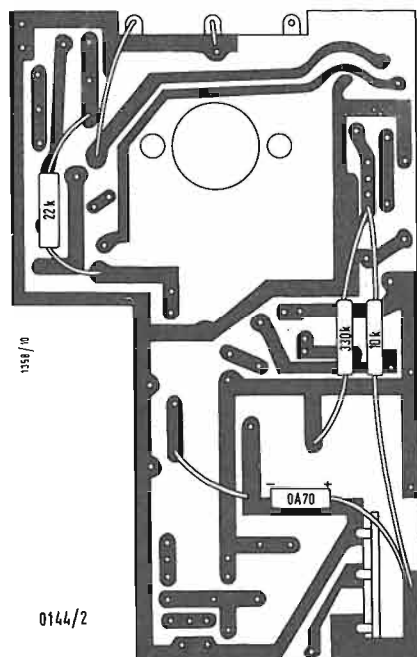
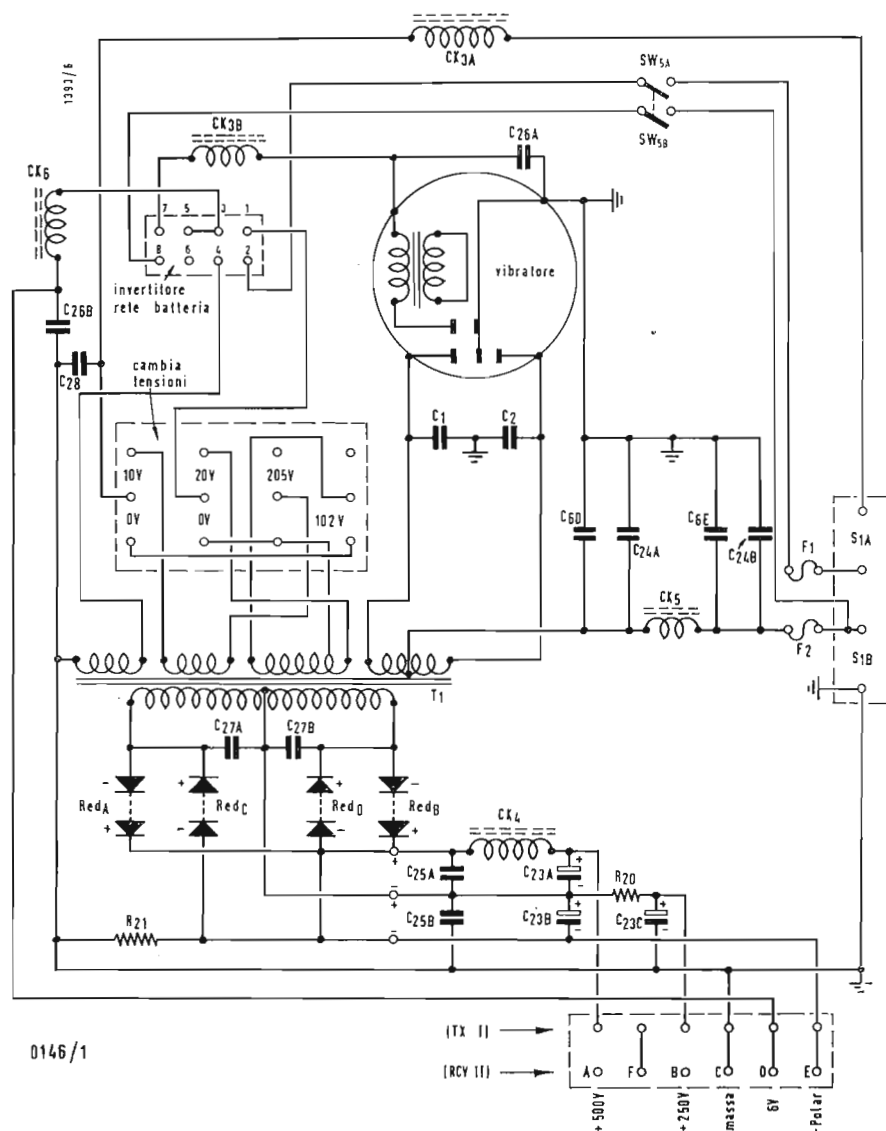
Il tubo naturalmente assolve alla funzione di rivelatore a reazione il cui circuito è costituito dalle bobina L_1, L_2 e L_3, dal variabile Cv_3 e dal potenziometro P.

La bobina sarà costruita, secondo la disposizione di fig. 2, su di un supporto bachelizzato avente il diametro di 20 mm e la lunghezza di 70 mm e con filo di rame smaltato da 3/10. Le spire dei singoli avvolgimenti dovranno essere unite.

Il potenziometro P ha il compito di permettere la regolazione della reazione. La bobina d'impedenza a radio frequenza CK è del tipo usuale e può essere costituita da una bobinetta a nido d'ape avente almeno 500 spire. L'insieme sarà montato su di una scatola di legno di piccole dimensioni. La presa di massa, indicata nello schema come chassis, sarà costituita da un filo di rame avente diametro elevato ed al quale saranno collegate tutte le prese indicate sullo schema. L'eventuale presa di terra, qualora apporti un miglioramento alla ricezione, deve far capo unicamente al punto che sullo schema è indicato con la dicitura TERRA tenendo presente che il condensatore C_2, che serve ad isolare lo chassis che è sotto tensione dalla terra stessa, deve essere di ottima qualità ed avere un isolamento di 1000/1500 V.

L_1 = 30 spire unite; L_2 = 110 spire unite; L_3 = 45 spire unite; CK vedi testo.

C_1, C_2 = 0,1 μF isol. 1000 V; C_3 = 0,1 μF C_4 = 1000 pF mica; C_5 = 0,1 μF; C_6 = = 2000 pF mica; C_7, C_8 = 50 μF, 200 V; C_9 = 100 pF mica; C_{10} = 100 pF mica; P = = 50.000 ohm potenziometro; R_1 = 2MΩ; R_2 = CTN 100 mA, a freddo 10.000 Ω, a caldo 240 circa; R_3 = 870 Ω, 10 W; R_4 = = 3000 Ω, 1 W; R_5 = 50000 Ω.

(P. Soati)

Schemi del surplus: il rice-trasmettitore 3MK II - Notizie su schemi del surplus

0146 – ***Sig. E. Prampolini – Palermo e richiedenti precedenti.***

I numeri di «l'antenna» pubblicati dopo il 1945 sono completamente esauriti. In relazione a tale fatto a partire dal n° 2 di questa rivista, e su questa stessa rubrica, abbiamo iniziato la pubblicazione dei dati relativi gli appa- recchi del surplus che attualmente sono maggiormente diffusi in Italia. Lo schema relativo il complesso SCR 522 (RX 624/A TX 625/A) sarà pubblicato al termine della descriziône del 3MK II, che iniziamo in questo numero e che sarà completata nel numero successivo.

Essendo di notevole interesse pubblicherò le modifiche richiestemi dal Sig. Prampolini, al quale risponderò anche più dettagliatamente sugli argomenti che gli interessano.

Il complesso 3MK II è stato realizzato dagli inglesi durante gli anni di guerra compresi fra il 1941 ed il 1945 ed è abbastanza diffuso in Italia. Esso può essere suddiviso in tre complessi distinti: alimentatore, trasmettitore e ricevitore.

ALIMENTATORE: è adatto per l'alimentazione tanto a batteria a 6 V quanto per la rete a 50 Hz e per tensioni comprese fra 98 e 250 V. Le tensioni usabili, tramite il cambia tensione, sono rispettivamente di 105, 115, 125, 205, 215, 225 V. Lo schema dell'alimentatore è riportato in figura 1 i dati caratteristici sono i seguenti: $C_{23\,A\,B\,C}$ = 16 μF 350 V elettrolitici, $C_{24\,A\,B}$ = 0,5 μF 500 V carta, $C_{25\,A\,B}$ = 0,1 μF 450 V carta, $C_{26\,A\,B}$ = 0,1 μF 350 V carta; $C_{27\,A\,B}$ = 0,04 μF 300 V carta; C_{28} = 0,006 μF 300 V carta; C_1 = C_2 = 20000 pF carta; $C_{6\,D\,E}$ = 0,001 μF 250 V mica, R_{20} = 1300 Ω 3 W; R_{21} = 500 Ω 2 W; *CK* bobina di filtraggio. Raddrizzatori (*A*, *B*, *C*, *D*,) del tipo al selenio, 30 dischi. F_1 e F_2 fusibili (fig. 1).

TRASMETTITORE: Il circuito del trasmettitore è riportato in figura 2. Si tratta di un TX molto semplice per emissioni telegrafiche che però può essere adattato dai radioamatori per la telefonia, come vedremo in seguito. Il tubo V_3, del tipo EL32, costituisce lo stadio pilota, mentre il tubo V_4, tipo 6L6, appartiene al PA. Esso è collegato all'uscita dell'alimentatore indicata con la lettera TX. Il tubo V_3 oltre che funzionare da oscillatore ECO funge da duplicatore di frequenza la qualcosa permette al trasmettitore di funzionare su di una gamma compresa fra i 3 ed i 16 MHz, tramite le seguenti commutazioni: il commutatore $SW_{2\,AB}$ controllato dal condensatore C_{18} permette l'uso delle seguenti gamme: 1° 6,6 ÷ 8 MHz; 2° = 5,6 ÷ 6,6 MHz; 3° = 4,5 ÷ 5,6 MHz; 4° = 3,6 ÷ 4,5 MHz; 5° = 3 ÷ 3,6 MHz.

La posizione 6 è utilizzata per includere un quarzo, inoltre il commutatore $SW_{2\,CD}$, tramite regolazione del condensatore C_{13B}, permette di raddoppiare la frequenza nel modo seguente: posizione 1° = 12,2 ÷ 16 MHz; 2° 9,3 ÷ 12,2 MHz; 3° = 7 ÷ 9,3 MHz; 4° = 5,3 ÷ 7 MHz; 5° = 4 ÷ 5,3 MHz; 6° = 3 ÷ 4 MHz.

Lo stadio finale, relativo il tubo V_4, non effettua alcuna moltiplicazione di frequenza. Il condensatore C_{30} ha il compito di neutralizzare il circuito in modo da evitare qualsiasi auto-oscillazione. Allo scopo di poter adattare il TX a qualsiasi tipo di antenna è stato realizzato un circuito del tipo a π greco. Il cambiamento di gamma di tale circuito viene effettuato a mezzo delle bobine intercambiabili $L_{1\,AB}$, L_{4AB}.

La strumento di misura è costituito da un milliamperometro da 0,5 mA e di resistenza interna di 500 Ω. Il commutatore SW_3 è usato per effettuare i seguenti controlli: 1° = tensione dell'oscillatore del trasmettitore e tensione del ricevitore (600 V); 2° Tensione dello stadio del PA (1200 V max); 3° Corrente di griglia controllo del tubo del PA (V_4), eccitazione a RF; 4° = intensità della corrente di griglia dell'oscillatore del trasmettitore ed intensità di corrente del ricevitore 5° = escluso dal circuito; 6° = corrente di catodo del PA (V_4) (120 mA max). La manipolazione si effettua tramite interruzione del circuito catodico del tubo V_4 (*desiderando applicare un modulatore si cortocircuitano i morsetti del manipolatore e si sostituisce la resistenza R_{12} da 500 Ω, portandola ad un valore di 5000/6000 Ω disaccoppiandola con un condensatore da 0,5 µF verso massa. Il secondario del trasformatore di modulazione si inserirà fra la resistenza R_{12} ed il condensatore C_{11D}*).

Il commutatore SW_4 è costituito da due sezioni D, E, F, in ceramica e A, B, C in bachelite; nella posizione 1 si effettua la messa a punto del trasmettitore, nella posizione 2° si passa in trasmissione e nella posizione 3 in ricezione.

Il valore dei componenti il trasmettitore è il seguente: R_{7C} = 100 kΩ 1/4 W; R_{19} = 29,5 kΩ 1/2 W; $R_{11\ AB}$ = 20 kΩ 1/2 W; R_{12} = 500 Ω 1/2 W a bobina; R_{13} = 200Ω 3 W a bobina; $R_{14\ A\ B\ C}$ = 1,2 MΩ 1 W; R_{15} = 2,08 Ω bobina; $R_{16\ A\ B}$ = 200 Ω; R_{17} = 250 Ω; R_{18} = 45,5 Ω. $C_{10\ EF}$ = 220 pF mica; C_{11} B, C, D, E. = 2000 pF mica $C_{13\ B}$ = 50 pF trimmer; C_{16} = 250 pF mica; $C_{17\ A\ B}$ = 100 pF mica; C_{18} = 45 pF trimmer; C_{19} = 2000 pF, 750 V mica; C_{20} = 2000 pF, 2000 V mica; C_{21} sezione del variabile 300 pF; $C_{22\ A\ B}$ sezioni del variabile da 300 pF ciascuna; C_{23} = 1 µF 1500 carta; C_{29} = variabile 2,5 ÷ 9 pF; $CK_{1\ A\ B}$ = impedenze a quattro sezioni; CK_2 = impedenze a sei sezioni. Bobine del PA = $L_{1\ A\ B}$ = 3 ÷ 4 e 3,75 ÷ 5,25 MHz; $L_{2\ A\ B}$ = 4,5 ÷ 6,25 e 5,5 ÷ 7,5 MHz; $L_{3\ A\ B}$ = 6,5 ÷ 9 e 7 ÷ 10 MHz; $L_{4\ A\ B}$ = 9 ÷ 13 e 12 ÷ 16 MHz. L_5 e L_6 bobine oscillatrici del pilota; L_7, L_8 = bobine del circuito duplicatore; L_9 = bobina di neutralizzazione; L_{10} bobina per l'arresto delle oscillazioni parassite; L_{11} bobina trappola per il collegamento di antenna al ricevitore. Nel prossimo numero pubblicheremo lo schema del ricevitore.

(*P. Soati*)

Televisore di tipo scolastico con immagine annebbiata e suono debole.

0147 – *Sig. A. Razzi – S. Giorgio.*

È evidente come la scuola che le ha fornito il televisore in scatola di montaggio avrebbe dovuto inviarle i vari componenti regolarmente tarati e darle le necessarie istruzioni per la messa a punto. Inoltre avrebbe avuto il dovere di darle tutti i ragguagli che lei ci richiede, e che avrebbe potuto far meglio di noi essendo a conoscenza delle caratteristiche del materiale che la ha spedito!

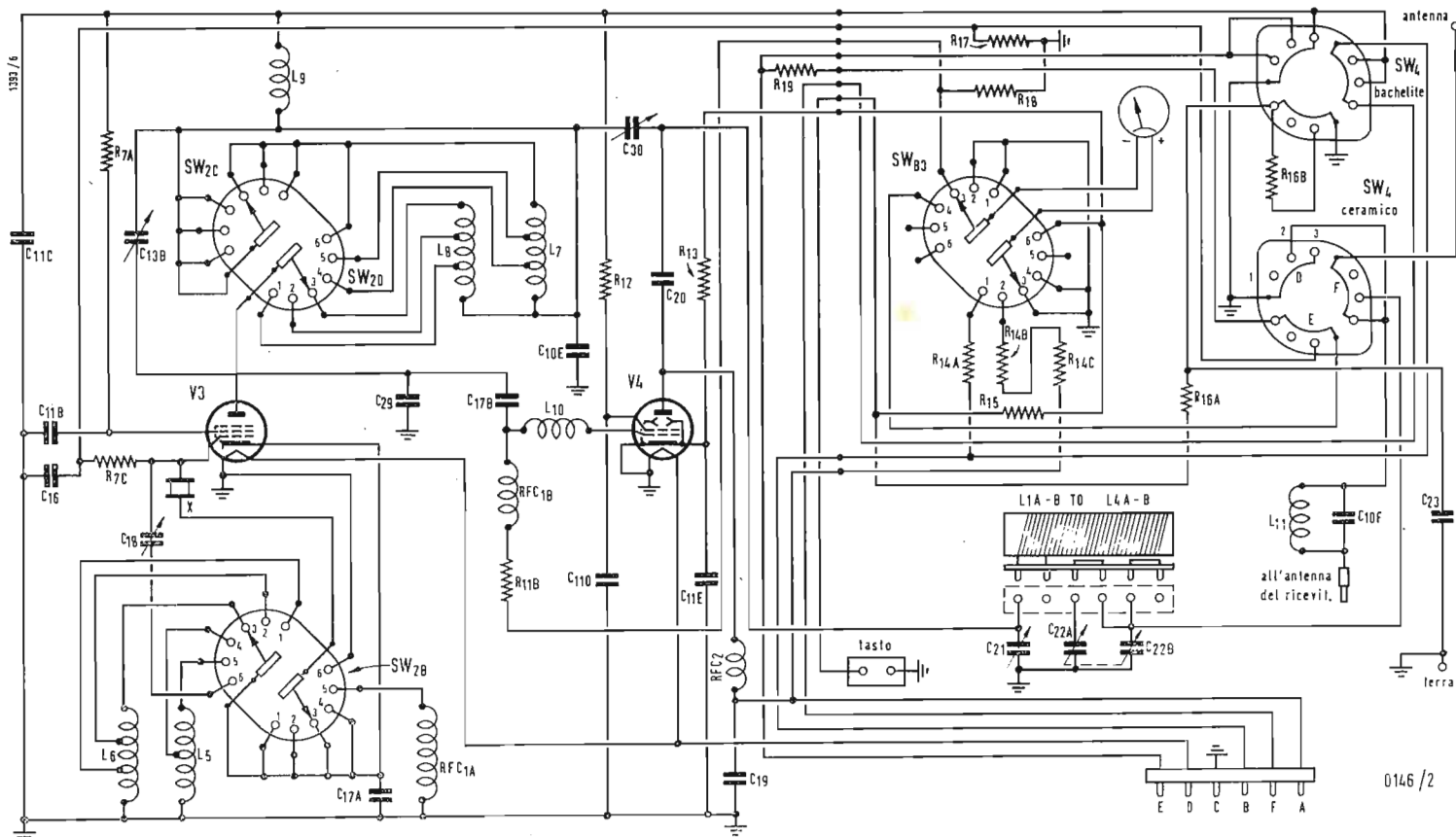
Ad ogni modo farò del mio meglio per aiutarla, sebbene ritenga che senza strumenti ben difficilmente riuscirà a raggiungere un risultato positivo.

Ammettendo che il montaggio sia stato eseguito in modo ortodosso e *che il controllo delle tensioni sia risultato regolare*, è certo che i circuiti a radio frequenza e probabilmente anche quelli a frequenza intermedia sono starati. Naturalmente tale affermazione ha valore a patto che l'impianto di antenna sia efficiente e che le impedenze in gioco, antenna, linea ed entrata televisore, siano perfettamente adattate.

Inoltre temo che anche la messa punto del giogo di deflessione e la messa a fuoco, non siano state eseguite in modo perfetto. Quindi le consiglierei di ripetere queste ultime operazioni in modo da essere certo di aver ottenuto la massima luminosità dell'immagine ed una sua messa a fuoco perfetta. La taratura dei circuiti a RF e FI potrebbe tentare di eseguirla con i limitati mezzi in suo possesso, e con la presenza del monoscopio, attenendosi, ad esempio, alle norme che abbiamo già pubblicato a proposito della messa a punto senza strumenti del televisore CONDOR. È opportuno che proceda per gradi riportando i dispositivi di taratura nelposizione normale qualora una loro eventuale variazione non porti a risultati concreti.

In caso di risultato negativo le consiglio di rispedire i componenti tarabili alla scuola per corrispondenza presso la quale ha seguito il corso, affinchè provveda ad una messa a punto. Al booster potrà pensare eventualmente in un secondo tempo.

(*P. Soati*)

sulle onde della radio

Afganistan
Radio KABUL emette su 4710 kHz dalle 15.00-18.30. Programma in lingua inglese dalle 17.30-18.00 e chiusura dei programmi con emissione in lingua Urdu dalle 18.00 alle 18.30.

Andorra
La stazione radio di Andorradio, di cui vi abbiamo sempre dato notizie a carattere frammentario, ci ha fatto pervenire la propria scheda dei programmi che vi riassumiamo in breve; 12.00-24.00 (domenica 09.00-24.00) su 6305 kHz, potenza di 1 kW.

Angola
La stazione del Radio Club di Cabinda è ora in aria dalle ore 12.00-14.00 su 5055 kHz (CR6RW-1 kW) e 18.30-22.00 sulla stessa frequenza ma di 0,25 kW. Notizie in portoghese 13.00-13.15 e 20.00-20.15. Annuncia come segue: Aqui Cabinda, Angola, Africa Ocidental Portuguesa. Fala o Radio Club de Cabinda, una voz de Portugal.

Argentina
Radio Nacional LRA33 da Buenos Aires emette un programma in lingua inglese per l'Europa dalle ore 24.00 alle ore 01.00 su 15345 kHz.
Il programma in lingua portoghese comincia alle ore 01.00. La trasmittente di Mendoza della Radio Nacional emette su 6180 kHz (LRA34, 10 kW) dalle ore 13.00 alle 05.00; programma in Spagnolo dalle 01.00 alle 02.00.

Brasile
Radio Rio Mar (ZYB22) da Manaua non emette più su 9695 kHzma su 9705 ed il programma del sabato chiude alle ore 04.00.

Birmania
La B.B.S. di Rangoon è in aria su 4795 kHz dalle ore 13.00-16.00 (la frequenza da noi indicata nei nostri precedenti notiziari di 4808 kHz era indicata provvisoriamente). Dalle ore 12.00-16.15 opera su 955 e 6015 kHz. In questo programma: 12.00-15.15 in Burmese, 15.15-16.15 in Inglese). I programmi in lingua inglese vengono irradiati anche su 955 kHz come segue: 03.00-03.15, 08.00-08.30. Unitamente a questa frequenza viene indicata in parallelo: 31 m.b. noi crediamo che trattasi di 9540 kHz (?).

Cina
La stazione emittente di Shansi Peoples Broadcasting Service (S.P.B.S.) emette su 6177 kHz dalle 10.30-16.30 in cinese standard. La stazione ad onde medie in parallelo emette su 1100 kHz.

Colombia
Da Bogotà Radio Sutaleza opera in spagnolo su 1580 (HJGP-1, 1 kW) e 3250 kHz (HJGO-10 kW), 5075 kHz (HJGC, 25 kW) dalle ore 11.50-15.00, 19.00-04.05. Cartoline QSL possono essere trasmesse il spagnolo o inglese. La stazione ha il progetto di operare con 50 kW di potenza su 5095 kHz 10 kW su 6075 kHz.

Germania
Da Colonia, la Deutsche Welle su 11795 e 9640 kHz emette un programma in lingua inglese dalle 03.20 alle ore 03.50. Dalle ore 03.40 alle ore 03.50 ha una lezione di lingua inglese.

Gabon
Da Libreville Radio Gabon emette con una trasmissione a carattere sperimentale su 1520 kHz (1 kW) e 5040 kHz oppure 9690 kHz (4 kW).

Korea
La stazione di Seul della Korean Broadcasting System (K.B.S.) è ora schedata con un programma diretto all'Europa come segue: 22.00-22.30 (in francese 22.00-22.15, in inglese 22.15-22.30). Tale stazione emette anche dalle ore 07.30-08.00 su 11930 kHz e dalle ore 17.30-18.00 su 17835 kHz.

Nicaragua
Da Radio Managua (Radio Mundial) riceviamo la notizia del nuovo raggruppamento di stazioni: YNW su 930 kHz 10 kW Managua: YNWA 6140 kHz 0,5 kW Managua; YNW-FM 92 MHz 1 kW Nanagua; Y NW1 875 kHz 1 kW Leon; YNW2 775 kHz 1 kW Matagalpa; YNW3 1025 kHz 1 kW Esteli-Rivas; YNWW 650 kHz 1 kW Granada; YNWW 5965 kHz 0,5 kW Granada: YNCW 1245 kHz 0,5 kW Chinandega.

Pakistan
Una stazione ad onde corte di 10 kW dovrebbe entrare in funzione a Dacca come segue: 01.30-05.00 su 15305 kHz, 06.30-09.00 su 21690 kHz, 11.00-18.00 su 21690 oppure 11830 kHz.

Repubblica Dominicana
Radio Santiago da Santiago de los Caballeros (HI8Z) ha spostato la propria frequenza di trasmissione da 6140 a 6075 kHz.

Stati Uniti d'America
La stazione di WRUL «La Voce della Libertà» emette il proprio programma diretto all'Europa come segue: Lunedì-venerdì 21.00-22.15 su 15290, 21460 kHz; sabato 20.30-22.00 e 20.00-23.00 su 17750 e 21460 kHz. Notizie Lunedì-Venerdì 21.45. In lingua svedese viene trasmesso un programma al Lunedì. Mercoledì e Giovedì 22.00-22.15 ed in lingua norvegese al Martedì e Venerdì.

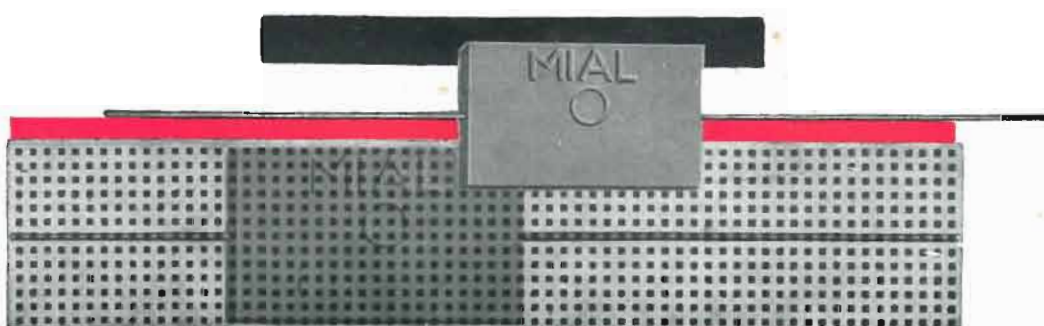
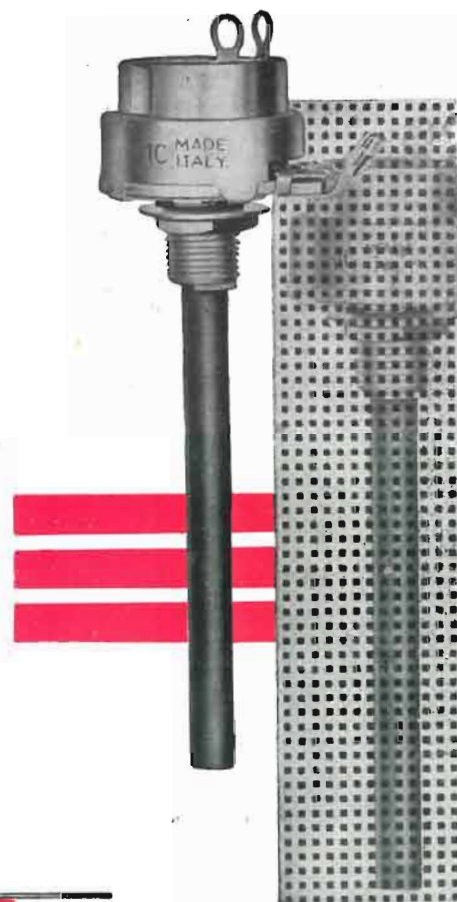
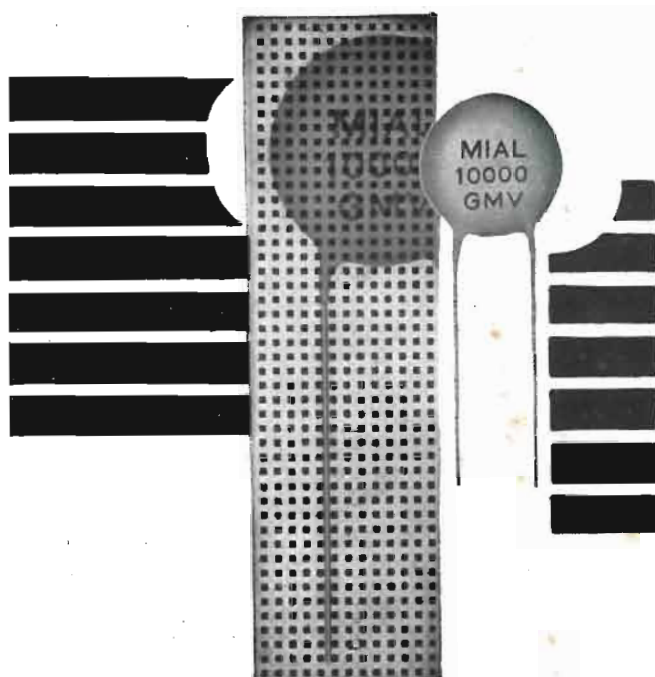
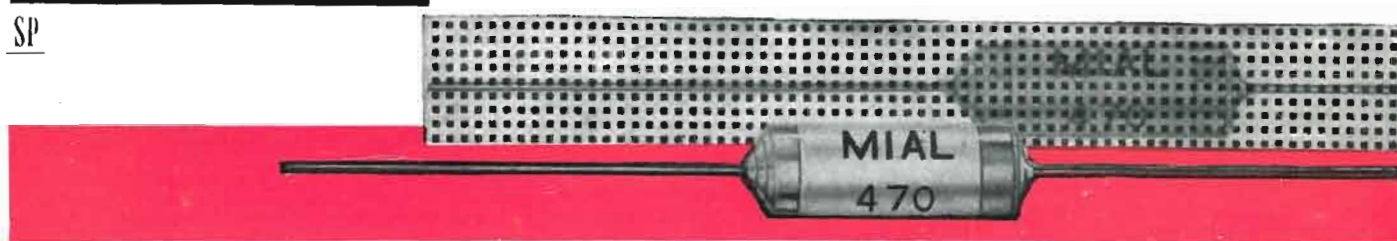
Tailandia
La stazione radio di Bangkok (Pituksuntiradse) ci ha tramesso la sua completa scheda dei programmi: 24.00-02.00 e 10.00-14.00 su 900, 4770, 7230 kHz (tutte 1 kW): 05.00-08.00 e 10.00-16.00 su 995, 1400 (0,25 e 1 kW) 24.00-03.30, 06.00-07.00, 09.30-16.15 sul 1080 4620, 5850, 7620 kHz (0.5 kW). Notizie alle ore 01.00, 12.30, 13.45.

Tibet
Da notizie pervenuteci da persone residenti in India siamo a conoscenza che nel Tibet non esiste più alcuna trasmissione di radiodiffusione civile. Sicuramente è in aria una stazione dell'Armata Cinese di occupazione che trasmette tra 9210 e 9245 kHz. Sembra debba trovarsi vicino Lhasa. *(micron*

Disorientamento nel campo delle UHF

(segue da pag. 529)

(ovvero sostituire l'attuale linea di discesa con tale unica nuova linea). Sulla tecnica della ricezione del secondo programma in U.H.F. è stato esaurientemente trattato in un articolo apparso sull'ultimo numero di l'antenna.
Possiamo pertanto concludere che:
1) dato che le prime trasmissioni sperimentali esplorative (non però con un programma diverso) si inizieranno entro la prossima primavera chi vorrà approfittarne per sondare le possibilità di ricezione del futuro secondo programma, potrà già sin d'ora acquistare un televisore già pronto per tali ricezioni ovvero modificare ed integrare il proprio impianto d'antenna se già possiede un televisore di tipo normale;
2) per chi non interessa tecnicamente la ricezione delle trasmissioni sperimentali preparatorie in U.H.F., può benissimo rimandare all'inizio delle prime trasmissioni del secondo programma (ad esempio le Olimpiadi nel prossimo luglio) le modifiche al proprio televisore ed all'impianto d'antenna. Si tenga comunque presente che per i televisori già effettivamente predisposti per le U.H.F. la loro modifica pur essendo molto semplice dovrà però essere fatta dal servizio assistenza tecnica del costruttore del televisore;
3) tutti coloro che posseggono un televisore non predisposto per le U.H.F. potranno in qualsiasi momento rivolgersi ad organizzazioni tecniche qualificate per l'installazione del necessario convertitore ed impianto d'antenna nuovo (secondo le considerazioni svolte sopra) per mettersi in grado di ricevere le trasmissioni del 2° programma che inizieranno ufficialmente nei primi giorni del 1961.

A. Banfi

Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) **e Mod. 680-B** (Sensibilità 20 000 Ω x Volt) **CON FREQUENZIMETRO!!**

ATTENTI ALLE IMITAZIONI!!

ESIGETE SOLO I NUOVI MODELLI I.C.E. SENZA ALCUN COMMUTATORE E CON FREQUENZIMETRO!!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- **30 portate differenti!**
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed **eliminazione totale di guasti dovuti a contatti imperfetti**
- **FREQUENZIMETRO a 3 portate** = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITÀ** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento„ mègaohms!!-).
- **Strumento anti urto** con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.

Dimensioni mm. 96 x 140: **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680-B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

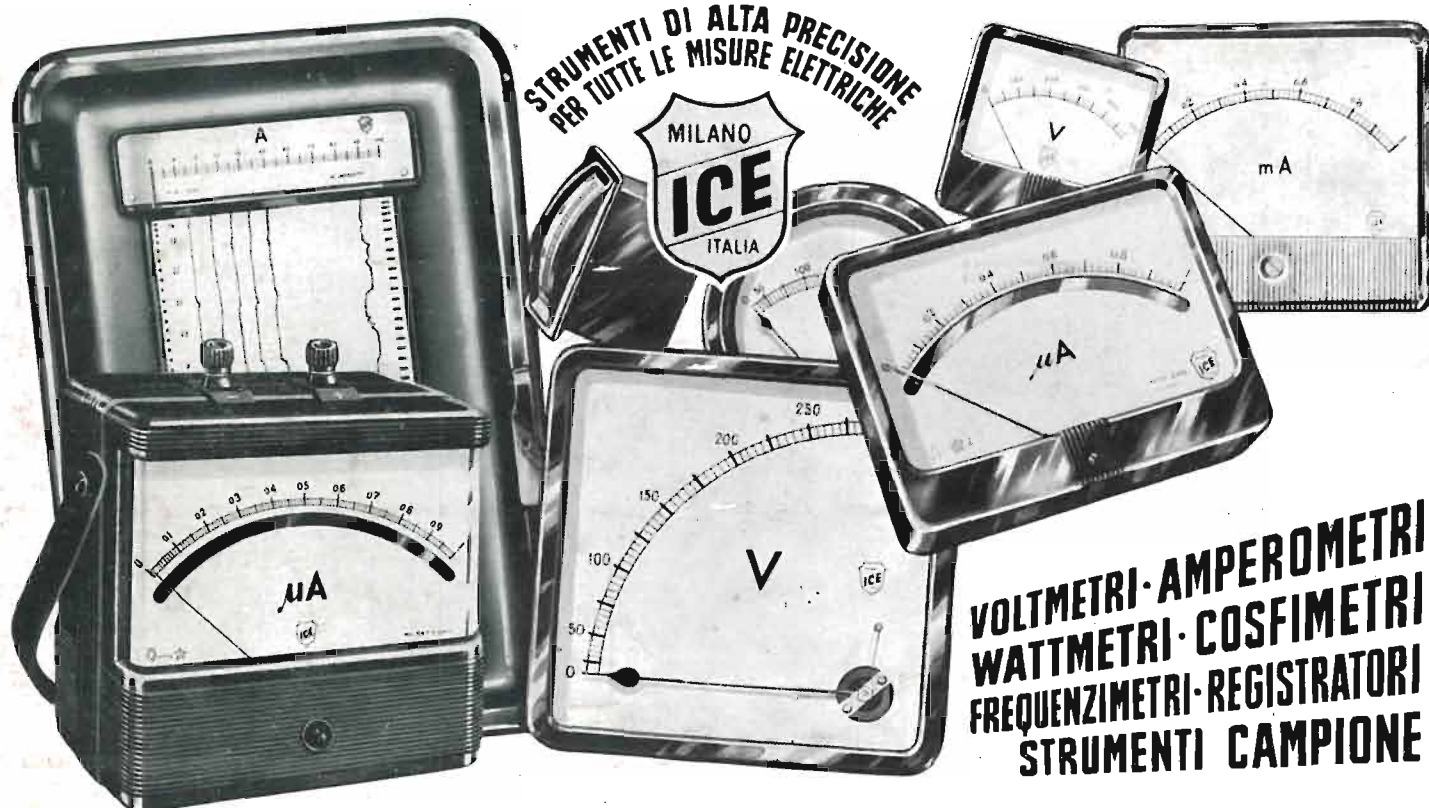
PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860 !!!

Tester modello 680-B L. 10.850 !!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

Volendo estendere le portate dei suddetti Tester Mod. 630 e 680 anche per le seguenti misure Amperometriche in corrente alternata 250 mA-c a.; 1 Amp-c.a.; 5 Amp-c.a.; 25 Amp-c.a.; 50 Amp-c.a.; 100 Amp c.a. richiedere il ns. Trasformatore di corrente modello 168 del costo di sole L. 3980.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO ICE ITALIA

VOLTMETRI · AMPEROMETRI
WATTMETRI · COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI · REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE — ICE — **MILANO - VIA RUTILIA 19/18**
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO